F 1503/3

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI

Tomul XXIII (XXVII)

Fasc. 1–2

SECŢIA III ELECTROTEHNICĂ
ELECTRONICĂ
AUTOMATIZĂRI

1977

ORSZÁGOS MŐSZAKI KÖNYVTÁRES DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI

Tomul XXIII (XXVII)

Fasc. 1–2

SECŢIA III ELECTROTEHNICĂ ELECTRONICĂ AUTOMATIZĂRI

1977

COLEGIUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. VAL. BLIDARU, prof. dr. doc. N. V. BOȚAN, prof. dr. ing. GH. CAȘLER, prof. dr. ing. M. GAFIȚANU (președinte), prof. dr. P. MÂLCOMETE, prof. dr. doc. D. MANGERON, prof. dr. ing. T. SILION, acad. prof. dr. doc. CR. SIMIONESCU, prof. dr. ing. I. VLAD

COMITETUL DE REDACȚIE AL SECȚIEI

III. ELECTROTEHNICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

Prof. dr. ing. I. BEJAN
Prof. dr. ing. D. BĂRBULESCU
Prof. dr. ing. AL. POEATĂ

REDACȚIA

Prof. dr. doc. D. MANGERON (redactor responsabil)
Prof. dr. ing. HUGO ROSMAN (secretar)

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
BULLETIN OF THE POLYTECHNIC INSTITUTE OF JASSY
ИЗВЕСТИЯ ЯССКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА
Tomul XXIII (XXVII), Fasc. 1—2 1977

Secţia III

ELECTROTEHNICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

SUMAR

Pag.

S. MITREA, Oscilaţii simetrice şi nesimetrice de regim permanent în circuitul ferorezonant serie (II) (engl., rez. rom.) 7

M. ANTONESCU, Asupra unui model îmbunătăţit în vederea precizării răspunsului de regim forţat al bobinei neliniare comandate prin reacţie (II) (germ., rez. rom.) 13

M. NEMESCU, V. COSMA şi I. MĂRGĂRINT, Asupra rezistorului neliniar cu caracteristica $I = f(U)$ în S, comandabilă (rom., rez. germ.) 19

A. BARABOI, Discontinuităţi ale semnalului răspuns de regim forţat, în circuite ferorezonante conţinînd o bobină neliniară cu miez magnetizat pe direcţii ortogonale, la variaţia amplitudinii semnalului de comandă (franc., rez. rom.) 27

L. GORAŞ, Asupra numărului de rezonanţe ale unui circuit electric liniar (engl., rez. rom.) 33

M. ANTONIU şi E. BUŢURCĂ, Utilizarea voltmetrului diferenţial cu redresor, în schemă de faradmetru (rom., rez. franc.) 37

EL. LUCANU şi A. CREŢU, Asupra funcţionării transformatorului de curent, neliniar, compensat electronic, în regim tranzitoriu de scurt-circuit aperiodic (rom., rez. franc.) 43

AL. SIMION, M. GROVU şi S. HARGHEL, Cîteva consideraţii asupra funcţionării micromaşinii reactive monofazate (germ., rez. rom.) 49

L. CANTEMIR şi GH. LIVINŢ, Consideraţiuni asupra permeanţelor fluxului de scăpări ale înfăşurărilor de tip inel utilizate la motoarele liniare (rom., rez. franc.) 57

E. HNATIUC, Studiul posibilităţilor de obţinere a vibraţiei armăturii mobile la electromagneţii de curent continuu (franc., rez. rom.) 63

AL. POEATĂ, GH. GEORGESCU şi GH. CONDURACHE, Contribuţii la stabilirea prognozei consumului de energie electrică a consumatorilor urbani (rom., rez. franc.) 71

GH. CÎRŢINĂ şi GH. GEORGESCU, Influenţa calităţii repartiţiei economice a condensatoarelor pe reţelele radiale (franc., rez. rom.) 77

GH. GEORGESCU şi A. BARABOI, Dispozitiv pentru măsurarea pierderilor de energie activă în reţelele electrice (rom., rez. franc.) 81

N. POEATĂ, V. ALEXANDRESCU şi M. ILINCA, Utilizarea calculatorului FELIX C-256 în scopul optimizării regimului de funcţionare al reţelelor de distribuţie urbană (rom., rez. franc.) 87

L. PREDA, V. PRISĂCARU, E. BÎRLĂDEANU şi J. IGNAT, Asupra curbelor izocandele optime ale corpurilor de iluminat exterior pentru centrale şi staţii electrice (rom., rez. franc.) 95

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
BULLETIN OF THE POLYTECHNIC INSTITUTE OF JASSY
ИЗВЕСТИЯ ЯССКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА
Том XXIII (XXVII), Fasc. 1—2 1977

Section III

ELECTROTECHNICS. ELECTRONICS. AUTOMATION

CONTENTS

Pp.

S. MITREA, Symmetrical and Unsymmetrical Steady-State Oscillations in the Series Ferroresonance Circuit (II) (English, Romanian summary) 7
M. ANTONESCU, Über ein verbessertes Modell zur Bestimmung der gezwungenen Antwort der nichtlinearen, durch Rückwirkung gesteuerten Spule (II) (German, Romanian summary) 13
M. NEMESCU, V. COSMA und I. MĂRGĂRINT, Über den nichtlinearen Widerstand mit in S steuerbarer Kennlinie (Romanian, German summary) . . 19
A. BARABOI, Discontinuités de l'amplitude du signal de sortie, en régime forcé, des circuits ferrorésonants ayant une bobine nonlinéaire à noyau magnétisé orthogonalement, dues à la variation de l'amplitude du signal de commande (French, Romanian summary) 27
L. GORAŞ, On the Number of Resonances of an Electric Linear Network (English, Romanian summary) 33
M. ANTONIU et E. BUŢURCĂ, Utilisation du voltmètre différential à redresseur pour la mesure des capacités (Romanian, French summary) 37
EL. LUCANU et A. CREŢU, Sur le fonctionnement en régime transitoire de court-circuit apériodique du transformateur de courant, non-linéaire, à compensation électronique (Romanian, French summary) 43
AL. SIMION, M. GROVU und S. HARGHEL, Einige Betrachtungen über den Betrieb der Klein-Einphasen - Reluktanzmaschine (German, Romanian summary) 49
L. CANTEMIR et GH. LIVINŢ, Considérations sur les perméances du flux de fuites des enroulements en anneaux utilisés aux moteurs linéaires (Romanian, French summary) 57
E. HNATIUC, L'étude des possibilités d'obtenir la vibration de l'armature mobile des électro-aimants de courant continu (French, Romanian summary) . . 63
AL. POEATĂ, GH. GEORGESCU et GH. CONDURACHE, Contribution à l'établissement de la prévision de la consommation d'énergie électrique pour les usagers urbains (Romanian, French summary) 71
GH. CÎRŢINĂ et GH. GEORGESCU, L'influence de la qualité de l'énergie électrique sur la répartition économique des condensateurs dans les réseaux radiaux (French, Romanian summary) 77
GH. GEORGESCU et A. BARABOI, Dispositif pour la mesure des pertes d'énergie active dans le réseaux électriques (Romanian, French summary) 81
N. POEATĂ, V. ALEXANDRESCU et M. ILINCA, L'utilisation du calculateur FELIX C-256 pour l'optimisation du régime de fonctionnement des réseaux de distribution (Romanian, French summary) 87
L. PREDA, V. PRISĂCARU, E. BÎRLĂDEANU et J. IGNAT, Sur les courbes isocandelles optimales des corps d'éclairage extérieurs des postes électriques (Romanian, French summary) 95

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
BULLETIN OF THE POLYTECHNIC INSTITUTE OF JASSY
ИЗВЕСТИЯ ЯССКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА
Том XXIII (XXVII), Вып. 1—2 1977

Секция III

ЭЛЕКТРОТЕХНИКА. ЭЛЕКТРОНИКА. АВТОМАТИКА

СОДЕРЖАНИЕ

Стр.

С. МИТРЯ, Симметричные и несимметричные колебания в последовательный феррорезонансной цепи (II), (англ., рез. рум.) 7
М. АНТОНЕСКУ, Улучшеная модель для исследования установившегося режима в нелинейной катушке управленна обратной связью (II) (нем., рез. рум.) 13
М. НЕМЕСКУ, В. КОСМА и Ю. МЭРГЭРИНТ, О нелинейном сопротивлении с S-образной управляемой характеристикой $I = f(U)$ (рум., рез. нем.). 19
А. БАРАБОЙ, Прерывности выходного сигнала вынужденного режима в феррорезонанснах цепях с ортогонально управляемой нелинейной катушкой (франц., рез. рум.) 27
Л. ГОРАШ, К числу резонансов в линейных электрических цепей (англ., рез. рум.) 33
М. АНТОНИУ и Е. БУЦУРКЭ, Использование дифференциального вольтметра с выпрямителем, для измерения емкостьях (рум., рез. франц.) 37
Э. ЛУКАНУ и А. КРЕЦУ, О работе нелинейного трансформатора тока с электронной компенсацией в апериодическом переходном режиме короткого замыкания (рум., рез. франц.) 43
АЛ. СИМИОН, М. ГРОВУ и С. ХАРГЕЛ, Некоторые соображения о работе реактивной однофазной микромашины (нем., рез.рум.) . . . 49
Л. КАНТЕМИР и Г. ЛИВИНЦ, Об проводимости путей магнитного потока рассеяний обмоток кольцового типа употребляемых для линейных двигателей (рум., рез. франц.) 57
Е. ХНАТЮК, Изучение возможности получения вибрации якора к электромагнитов постоянного тока (франц., рез. рум.) 63
АЛ. ПОЕАТЭ, Г.ДЖЕОРДЖЕСКУ и Г.КОНДУРАКЕ, К прогнозирование потребления электрической энергии в городах (рум., рез. франц.) 71
Г. КЫРЦИНЭ и Г. ДЖЕОРДЖЕСКУ, Влияние качества электрической энергии на экономическое распределение конденсаторов радиальных сетях (франц., рез. рум.) 77
Г. ДЖЕОРДЖЕСКУ и А. БАРАБОЙ, Счетчик потери активной энергии в электрических сетях (рум., рез. франц.) 81
Н. ПОЕАТЭ, В. АЛЕКСАНДРЕСКУ и М. ИЛИНКА, Применение ЦВМ ФЕЛИКС К-256 при оптимизации режима работы городских распределительных сетей (рум. рез. франц.) 87
Л. ПРЕДА, В. ПРИСЭКАРУ, Е. БЫРЛЭДЯНУ и Ж. ИГНАТ, К вопросу оптимальных изокандельных кривых тел наружного освещения для электростанций (рум., рез. франц.) 95

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXIII (XXVII), Fasc. 1–2, 1977
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ
ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

D·C. 621.316 : 538.551.25

SYMMETRICAL AND UNSYMMETRICAL STEADY-STATE OSCILLATIONS IN THE SERIES FERRORESONANCE CIRCUIT (II)

BY

SAVEL MITREA

1. Introduction

In the first part of this paper a piece-wise approach of harmonic and subharmonic oscillations in the series ferroresonance circuit was presented [1]. By resorting to a piece-wise approximation of magnetic characteristic of iron-core reactor, piece-wise steady-state harmonic and subharmonic waveforms are obtained. The equations describing the waveforms are obtained on the basis of linear circuit theory. By solving the equations we get the data that enable us to analyse the waveforms into harmonic components. The study of stability of oscillations is found to be a very simple problem.

2, Amplitude Characteristics for Harmonic and Subharmonic Oscillations

Calculations were performed for a series ferroresonance circuit having $\delta = 1.6$ (logarithmic amplitude-decrement) and $n = 15$ (free-oscillation-frequency to source-frequency ratio). The harmonic and subharmonic waveforms of voltage across the capacitor were analysed into harmonic components up to the 5th order. The amplitude characteristics are presented on graphs having the normalized amplitude V of applied voltage on the abscissa and the normalized amplitude V_{ch} of harmonic components on the ordinate. It was not possible to represent the whole set of calculated amplitude characteristics because the graphs would have become very crowded.

The stretches of curve corresponding to stable oscillations are drawn in solid line or shown by two small concentric circles, where these stretches are very small. The portions of curve corresponding to unstable oscillations are drawn in dashed line for rectangular symmetrical and unsymmetrical waveforms (s. [1], Figs. 3...9) and in chain line for symmetrical one-step waveforms (s. [1], Figs. 10 ... 12).

2.1. Harmonic Oscillations ($k = 1$)

Fig. 1 shows the amplitude characteristics for harmonic oscillations. The amplitude characteristic for the fundamental component (*1*) of symmetrical waveform ([1], Fig. 3) starts from the point of coordinates $V = 1$,

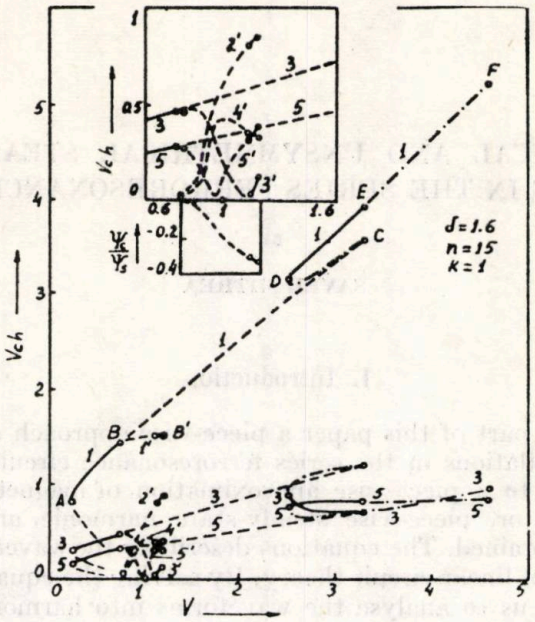


Fig. 1

$V_{ch} = 0$ and continues through the points *A*, *B*, *C*. The stretch *AB* corresponds to stable oscillations. The portion *CDEF* corresponds to the symmetrical one-step waveform shown in [1], Fig. 11, and exhibits the stable region *DE*. A further increase of applied voltage V will result in a two-step waveform and another portion, similar to *CDEF*, will continue the amplitude characteristic, and so on. The amplitude characteristics for the 3rd harmonic (*3*) and for the 5th harmonic (*5*) are shown on the same figure (s. for comparison [2], p. 129).

The unsymmetrical waveform shown in [1], Fig. 6, contains both odd and even order harmonic components. They are denoted by *1'*, ..., *5'*. Experiment shows that as the applied voltage V increases beyond the point *B'* unsymmetrical multi-step waveforms occur, some of them containing small subharmonic components. The mathematical description of these waveforms is more difficult due to the great number of pieces to be taken into consideration for a period of the oscillation. The region corresponding to unsymmetrical oscillations was enlarged and presented on the upper side of Fig. 1 together with the calculated constant flux component Ψ_c/Ψ_s that always accompanies such oscillations. It is easy to see that the agreement between these curves and the experimental amplitude characteristics presented in [2], Fig. 6.3, is very good.

2.2. Second-Order Subharmonic Oscillations ($k=2$)

The amplitude characteristics for second-order subharmonic oscillations corresponding to the waveform presented in [1], Fig. 7, are shown in Fig. 2.

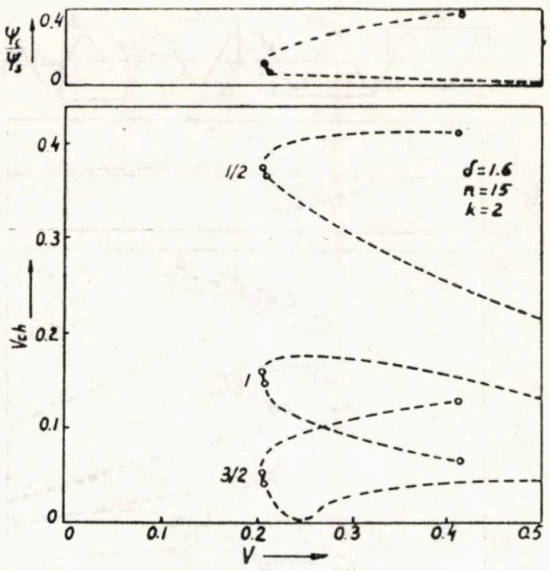


Fig. 2

It is possible to observe that this waveform is identical to that presented in [1], Fig. 6. The difference consists only in the number of periods, k, of applied voltage corresponding to a complete period of output signal.

One may see from Fig. 6, [1], that two harmonic unsymmetrical waveforms, with a 180°-phase-shift, are possible for the same applied voltage. For even-order subharmonic waveforms the number of phase-shifted oscillations is equal to $2k$. By aid of Fig. 7, [1], one may easily see that four 180°-phase-shifted waveforms exist for the second-order subharmonic oscillations.

Amplitude characteristics show a small stable region. It is difficult to obtain experimentally second-order subharmonics due to the perturbations that inherently occur in a real system.

2.3. Third-Order Subharmonic Oscillations ($k = 3$)

The third-order subharmonic waveforms are both symmetrical and unsymmetrical. This feature is valid for any odd-order subharmonic oscillations. The number of possible phase-shifted waveforms is equal to k for symmetrical waveforms and equal to $2k$ for unsymmetrical ones.

The amplitude characteristics are shown in Fig. 3. The amplitude characteristic of subharmonic component 1/3, having the stable region *A*, corresponds to the symmetrical waveform presented in [1], Fig. 4. This is continued by the portion *FCG* given by the one-step waveform shown in

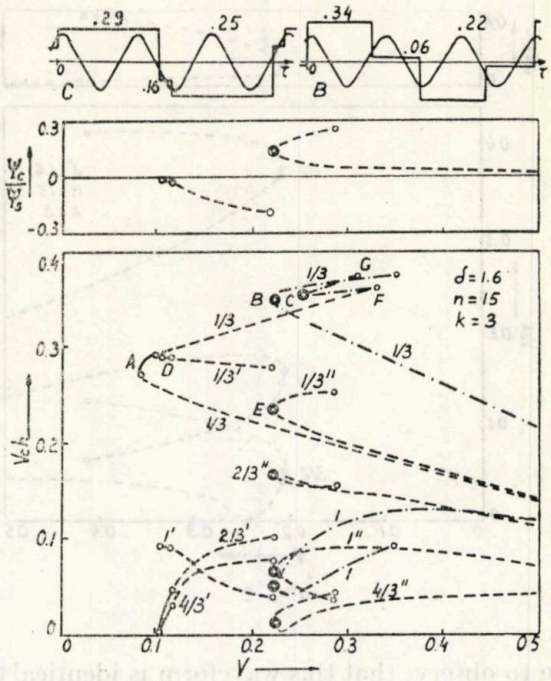


Fig. 3

[1], Fig. 12. The stable region *C* corresponds to the waveform *C* shown on the top of Fig. 3. One may observe the similarity of characteristic *AFCG* to the characteristic *ABCDEF* from Fig. 1. As different from the symmetrical harmonic waveform where the one-step waveform gives only the branch *CDEF* (Fig. 1), in the case of the third-subharmonic oscillation this waveform gives, besides the branch *FCG*, another complete characteristic of frequency 1/3, drawn in chain line and having a small stable region denoted by *B*. The waveform corresponding to region *B* is shown on the top of Fig. 3.

The unsymmetrical waveform shown in [1], Fig. 8, gives the amplitude characteristics denoted by *1/3'*, *1'*, *2/3'*, *4/3'*. Another unsymmetrical waveform, shown in [1], Fig. 9, gives the characteristics denoted by *1/3''*, *2/3''*, *1''*, *4/3''*.

The constant flux components corresponding to the two unsymmetrical waveforms are also shown in Fig. 3.

2.4. Fourth-Order Subharmonic Oscillations ($k = 4$)

Amplitude characteristics obtained for the 4th-order subharmonic waveform are shown in Fig. 4.

The waveforms corresponding to the stable regions A, B and C are presented on the top of Fig. 4. They could not be obtained experimentally since the stable regions are very small.

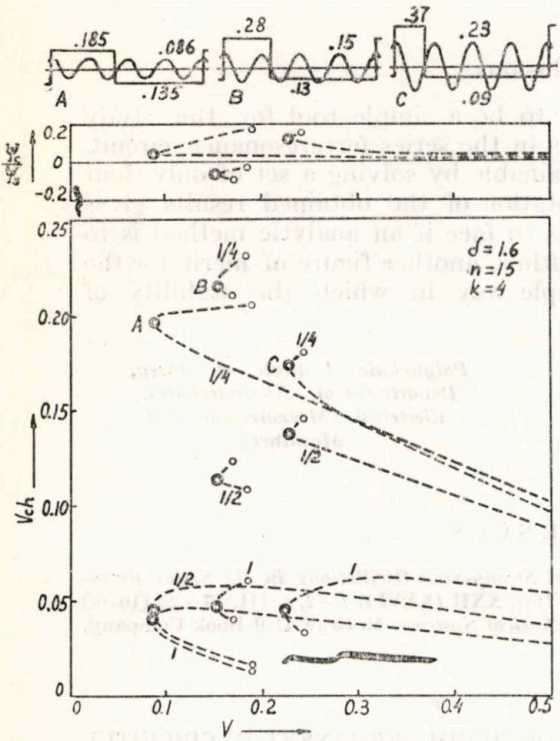


Fig. 4

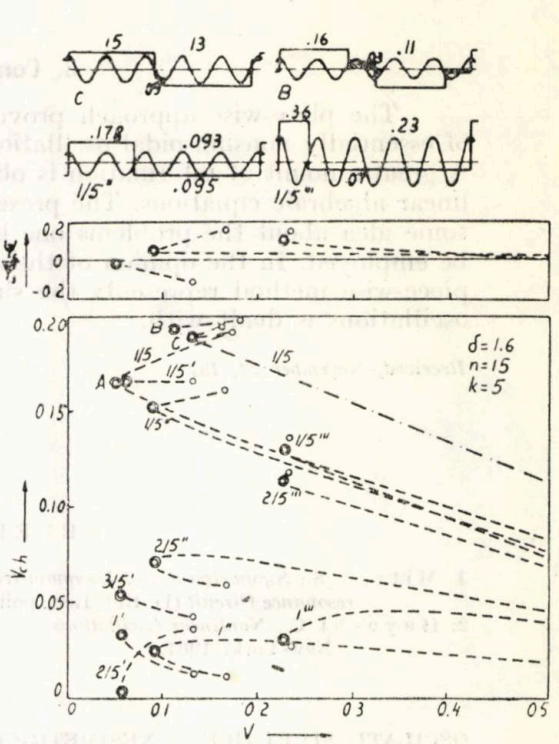


Fig. 5

2.5. Fifth-Order Subharmonic Oscillations ($k = 5$)

Fig. 5 shows the amplitude characteristics. The characteristics $1/5$, drawn in dashed and chain line, are similar to those presented in the case of third-order subharmonic oscillations. This feature will be preserved for any k, odd and greater than 5. The waveform corresponding to stable region A is shown in [1], Fig. 5. The one-step waveforms corresponding to stable regions C and B are shown on the top of Fig. 5.

Unsymmetrical waveforms give three basic amplitude characteristics denoted by $1/5'$, $1/5''$, $1/5'''$. The waveform corresponding to the characteristic $1/5'$ is slightly different from the symmetrical waveform shown in [1], Fig. 5. The dissymmetry is difficult to observe experimentally. The waveforms corresponding to stable regions of characteristics

1/3'' and *1/5'''* are essentially unsymmetrical as one may see on the top of Fig. 5, where they are represented.

One may continue the calculations for $k > 5$ but we consider that the main features of amplitude characteristics can be seen from the examples given in this paper. Besides, the stable regions become smaller and smaller as k increases so that the subharmonics are more difficult to observe experimentally.

3. Conclusions

The piece-wise approach proves to be a simple tool for the study of essentially nonsinusoidal oscillations in the series ferroresonance circuit. A great amount of information is obtainable by solving a set of only four linear algebraic equations. The presentation of the obtained results gives some idea about the problems one has to face if an analytic method is to be employed. In the opinion of the author, another figure of merit for the piece-wise method represents the simple way in which the stability of oscillations is dealt with.

Received, November 22, 1976

Polytechnic Institute of Jassy,
Department of Electrotechnics,
Electrical Measurements and
Machinery

REFERENCES

1. Mitrea S., *Symmetrical and Unsymmetrical Steady-State Oscillations in the Series Ferroresonance Circuit* (I). Bul. Inst. polit. Iaşi, **XXII (XXVI)**, *1—2*, s. III, 17—22 (1976.)
2. Hayashi C., *Nonlinear Oscillations in Physical Systems*. McGraw-Hill Book Company, New-York, 1964.

OSCILAŢII SIMETRICE ŞI NESIMETRICE DE REGIM PERMANENT ÎN CIRCUITUL FERORESONANT SERIE (II)

(Rezumat)

În cazul în care semnalul de ieşire este puternic distorsionat utilizarea metodelor analitice, în studiul acestui circuit, se dovedeşte a fi extrem de dificilă. Metoda de liniarizare pe porţiuni conduce la obţinerea unui mare volum de informaţii prin rezolvarea unui sistem de numai patru ecuaţii algebrice liniare. Această metodă permite determinarea stabilităţii oscilaţiilor într-un mod extrem de simplu.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXIII (XXVII), Fasc. 1–2, 1977
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ
ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

D.K. 621.318.623

ÜBER EIN VERBESSERTES MODELL ZUR BESTIMMUNG DER GEZWUNGENEN ANTWORT DER NICHTLINEAREN, DURCH RÜCKWIRKUNG GESTEUERTEN SPULE (II)

VON

M. ANTONESCU

1. Einleitung

Infolge der Untersuchung verschiedener Zustände des Gleichrichters einer nichtlinearen, durch äußere, magnetische Rückwirkung gesteuerte, und in freier Magnetisierung arbeitende Spule, wurde im ersten Teil dieser Arbeit ein verbessertes Modell dieser Vorrichtung entwickelt. Auf diesem Grund wurden auch die Gleichungen die das Verhalten des Kreises beschreiben festgestellt.

Zwecks Bestimmung der Arbeitskennlinien $U_L(I_1)$, (wobei U_L und I_1 die Effektivwerte der Spannung an den Arbeitsklemmen der Spule, bzw. des Arbeitstromes bedeuten) werden im folgenden verschiedene Aspekte der Lösung dieser Gleichungen in Debatte einbezogen.

2. Einige Gesichtspunkte betreffs der Berechnung der Arbeitskennlinien. Flußdiagramm

Um, unter Lösung der in [3] bestimmten Gleichungen die Arbeitskennlinien zu gewinnen, muß man, im wesentlichen, zwei Schwierigkeiten überwinden, und zwar : a) Entwurf aller möglichen Vorgängenreihenfolgen deren Gleichungen schon bekannt sind und b) Wahl einiger passenden numerischen Methoden.

Die weiter gegebenen Bemerkungen setzen die Wechselspannung als einziger Anlaßfaktor des Übergangsprozesses voraus, also befindet sich der Polarizationskreis zur Anfangszeit des Übergangsprozesses schon in gezwungenem Vorgang.

Als wichtiger Stützpunkt wird im in der Abb. 1 dargestellten Flußdiagramm die Erscheinung eines Zeitintervalls aller leitenden Dyoden in der Nähe des Nulldurchganges des Stromes u_1 angenommen. In der übrigen Zeit leitet entweder ein, oder das andere Dyodenpaar. Die Abwesenheit einer

Zeitspanne in der alle Dyoden leiten wird aber auch berücksichtigt, sowie die Sperremöglichkeit aller Dyoden.

Nun, die Einzelheiten.

1° Zuerst werden die Eingabedaten eingeführt : die Widerstände der Wicklungen und Dyoden, der Polarisationsspannungswert, der Schritt der Wechselspannung, die Sperrespannung der Dyoden, die Windungszahlen der Wicklungen u.s.w. Gleich danach werden einige Konstanten berechnet.

2° Dann folgt die Bestimmung des Polarizationstromwertes (die Wechselspannung ist zu dieser Zeit ausgeschaltet) der die Flußwerte (Anfangsbedingungen) in beiden Kernen festlegt.

3° Unter der erwähnten Voraussetzung der Existenz des gezwungenen Vorgangs im Polarizationkreis zur Zeit $t=0$ sind zu diesem Zeitpunkt offenbar die Dyoden gesperrt. Ihr Zustand hängt jetzt nur von der Wechselspannung ab, so daß sich der Öffnungszeitpunkt mitells der Beziehungen (63), (64) [3] berechnen läßt.

4° Diesem Zeitpunkt folgt ein Zeitintervall in dem das positive Dyodenpaar leitet (infolge der jetzigen Wechselspannungpolarität). Entsprechend werden die Gleichungen (18), (19) [3] integriert. Gleichzeitig wird auch die Öffnungsbedingung der negativen Dyoden, (21) [3], geprüft. Falls die Öffnung stattfindet, berechnet man höchstgenau diesen Zeitpunkt, und dann integriert man weiter die Gleichungen (50), (51) [3] die für alle leitenden Dyoden gelten.

5° Wird der Strom $u_1 < 0$, testet man zusätzlich auch die Sperrebedingung der positiven Dyoden, (56) [3]. Erreicht man diesen Zustand, werden ab sofort die Gleichungen (18), (19) [3] berücksichtigt, die jetzt den negativen leitenden Dyoden entsprechen. Um den vorausgesehenen Öffnungszeitpunkt der positiven Dyoden festzustellen, zieht man gleichzeitig in Betracht auch die Bedingung (23) [3]. Ergibt sich die erwartete vorzeitige Öffnung der positiven Dyoden, dann integriert man weiter wieder die Gleichungen (50), (51) [3] und nach dem Stromvorzeichenwechsel, also für $u_1 > 0$, beachtet man auch die Sperrebedingung der negativen Dyoden, (55) [3]. Gewinnt man den Sperrezeitpunkt, dann löst man von neuem an die Gleichungen (18), (19) [3], u.s.w.

6° Verschiedener Ursachen wegen kann auch die Möglichkeit der Abwesenheit eines Zeitintervalls in dem alle Dyoden leiten bestehen. Dem zu folge berechnet man nur die Gleichungen die für ein einziges leitendes Dyodenpaar gelten. Wechselt der Strom u_1 sein Vorzeichen, dann prüft man ob das andere Paar sich geöffnet hat. Sollte das der Fall sein, die Integrierung läuft weiter (unter Einbeziehung einer Zeitspanne in der alle Dyoden leiten). Falls das nicht vorkommt, ergibt sich daß alle Dyoden gesperrt sind. Also integriert man die Gleichungen (59), (60) [3] so lange bis sich irgendein Dyodenpaar öffnet, und danach fährt man entsprechend fort.

7° Von Zeit zu Zeit, beim Nulldurchgang des Stromes u_1, testet man die Überholung des Übergangsprozesses.

8° Ist der gezwungene Vorgang erreicht, berechnet man noch eine Periode auf ähnlicher Weise. Die Unterschiede beziehen sich auf Einzelheiten, damit sich die berechneten Werte equidistant ergeben, um die harmonische Analyse nicht zu stören.

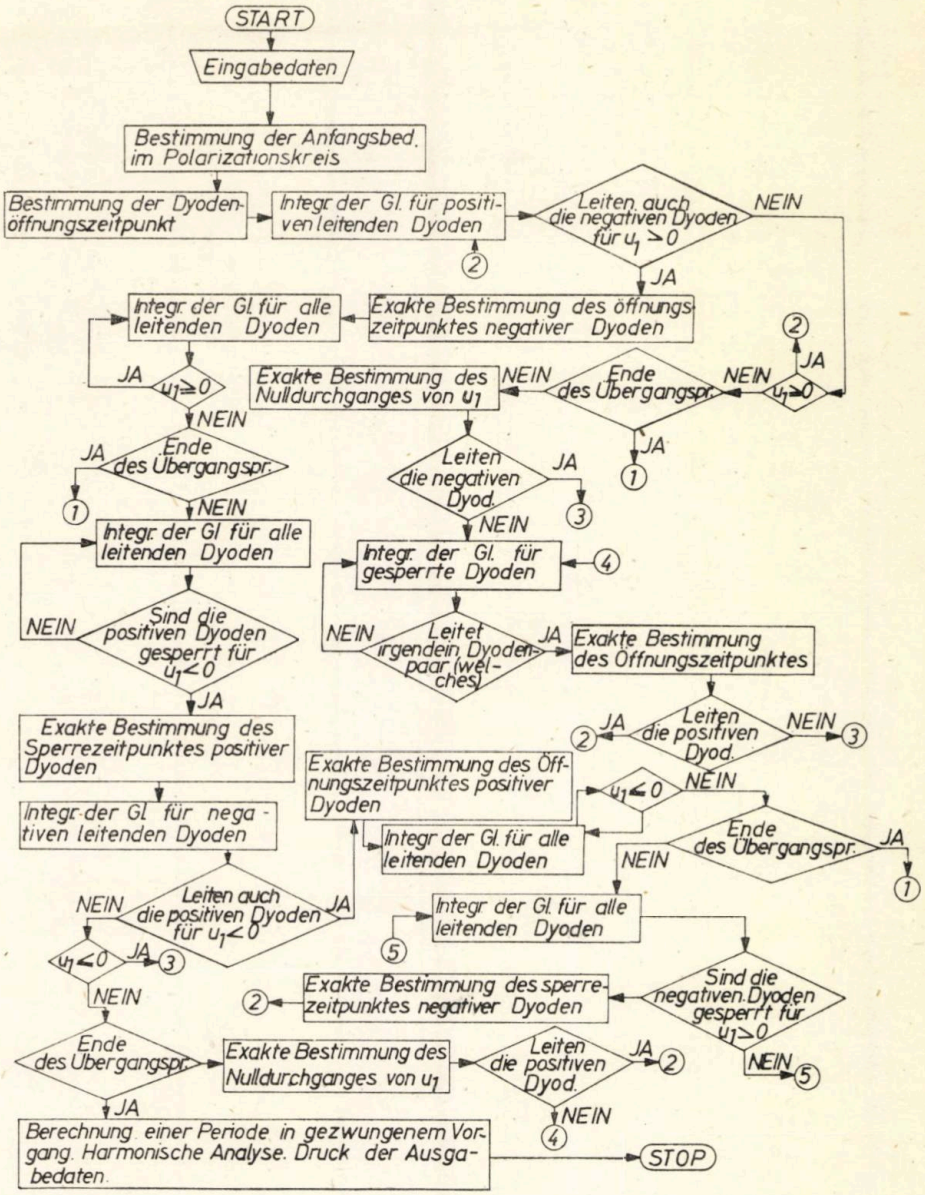

START
Eingabedaten
Bestimmung der Anfangsbed. im Polarizationskreis
Bestimmung der Dyoden-öffnungszeitpunkt
Integr. der Gl. für positiven leitenden Dyoden
Leiten auch die negativen Dyoden für $u_1 > 0$
NEIN
JA
Exakte Bestimmung des öffnungszeitpunktes negativer Dyoden
Integr. der Gl. für alle leitenden Dyoden
JA
$u_1 \geq 0$
NEIN
Exakte Bestimmung des Nulldurchganges von u_1
Ende des Übergangspr.
$u_1 > 0$
Leiten die negativen Dyod.
Integr. der Gl. für alle leitenden Dyoden
Sind die positiven Dyoden gesperrt für $u_1 < 0$
Integr. der Gl. für gesperrte Dyoden
Leitet irgendein Dyodenpaar (welches)
Exakte Bestimmung des Öffnungszeitpunktes
Leiten die positiven Dyod.
Exakte Bestimmung des Sperrezeitpunktes positiver Dyoden
Exakte Bestimmung des Öffnungszeitpunktes positiver Dyoden
$u_1 < 0$
Integr. der Gl. für negativen leitenden Dyoden
Integr. der Gl. für alle leitenden Dyoden
Leiten auch die positiven Dyoden für $u_1 < 0$
Integr. der Gl. für alle leitenden Dyoden
Sind die negativen Dyoden gesperrt für $u_1 > 0$
Exakte Bestimmung des sperrezeitpunktes negativer Dyoden
Ende des Übergangspr.
Exakte Bestimmung des Nulldurchganges von u_1
Leiten die positiven Dyod.
Berechnung einer Periode in gezwungenem Vorgang. Harmonische Analyse. Druck der Ausgabedaten.
STOP

Abb. 1

9° In diesen neuen Anfangsbedingungen erhöht man den Wechselspannungswert mit einem Schritt, und das ganze Prozeß fängt von neuem an.

Betreffs der gewählten numerischen Verfahren erwähnt man daß:

a) Die Integrierung der Gleichungen erfolgt unter Verwendung eines M e r s o n-Verfahrens [5] (eine Variante mit variabler Schrittweite die die Erhaltung des relativen Fehlers in bestimmten Schranken ermöglicht) das sich von der Genauigkeit und Geschwindigkeit her als vernünftig beweist.

b) Die Magnetisierungskennlinie wird in einem Unterprogramm mittels N e w t o nschen Polynomen [6] approximiert.

c) Die möglichst exakte Bestimmung des Zeitpunktes in dem sich der Dyodenzustand ändert wird, im wesentlichen, mit Hilfe der N e w t o n-R a p h s o n Methode [1], [7] erreicht.

d) Das Ende eines Übergangsprozesses wird durch Vergleichung zweier hintereinanderfolgenden, gleicher Vorzeichen Extremwerte des Stromes i_1 festgestellt.

e) Für die harmonische Analyse benützt man das T h o m p s o n-R u n g e Verfahren.

Verwendete Programiersprache: FORTRAN. Kernspeicher: etwa 45 KO. Geschwindigkeit (auf einer Felix C-256 Anlage): etwa 40 Sek für einen Schritt im Falle einer Spule mit Ferritkernen und für eine Spannungsschrittweite von 2 V (hängt stark von der Magnetisierungskennlinie und von der Spannungsschrittweite ab).

3. Experimentelle und berechnete Ergebnisse

Das vorher besprochene Programm ermöglicht die Berechnung der Arbeitskennlinien $U_L(I_1)$, sowie der Kennlinien $U_{Lk}(U)$, $I_{1k}(U)$, $I_{2k}(U)$, $I_{3k}(U)$ in Effektivwerte (wobei U_{Lk}, I_{1k} u.s.w. die entsprechenden Effektivwerte verschiedener Harmoniken bedeuten). Es bietet auch die Möglichkeit der Untersuchung des Einflußes einiger Parametern (Polarizationspannung, Windungszahlen, Magnetisierungskennlinie) über diesen Kennlinien. Damit laßen sich auch einige Auskünfte (Dauer, Extremwerte) über die Übergangsprozesse bei Änderung der Wechselspannung gewinnen.

Als Beispiel werden in den Abb. 2 ... 7 einige Kennlinien dargestellt, die für eine nichtlineare Spule, mit Ferritkernen gelten (die unterbrochenen Kurven sind berechnet, die anderen gemessen). Man kann eine gute Übereinstimmung der gemessenen mit den berechneten Ergebnisse feststellen.

Ein Vergleich mit ähnlichen Ergebnissen aus [2] beweist eine bedeutende Erhöhung der Genauigkeit.

4. Schlußfolgerungen

Der Entwurf eines verbesserten Modells der nichtlinearen, durch Rückwirkung gesteuerten Spule, ermöglichte die Bestimmung entsprechender Gleichungen, deren Integrierung bemerkenswert exakte Werte der vorher erwähnten Kennlinien liefert. Das beschriebene Programme erlaubt die Berücksichtigung positiver oder negativer Rückwirkung. Die Untersuchung

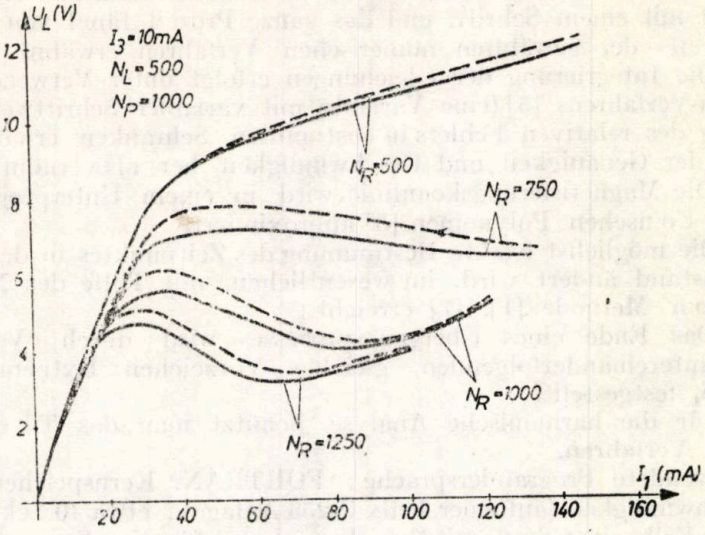


Abb. 2

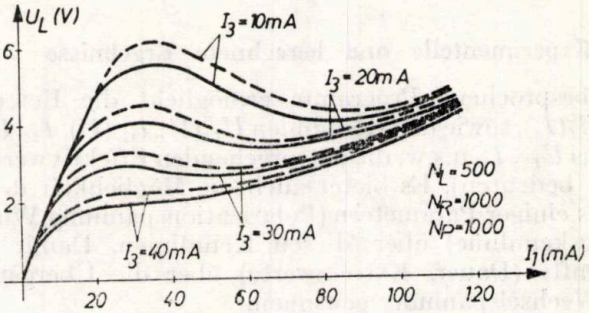


Abb. 3

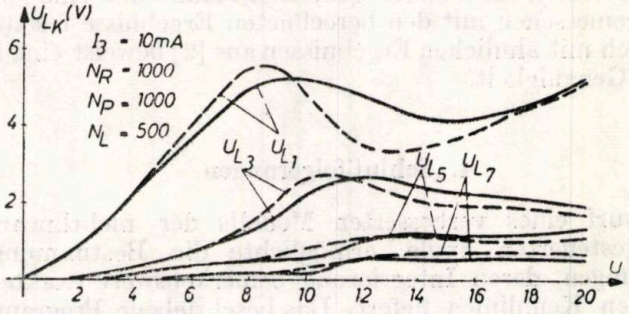


Abb. 4

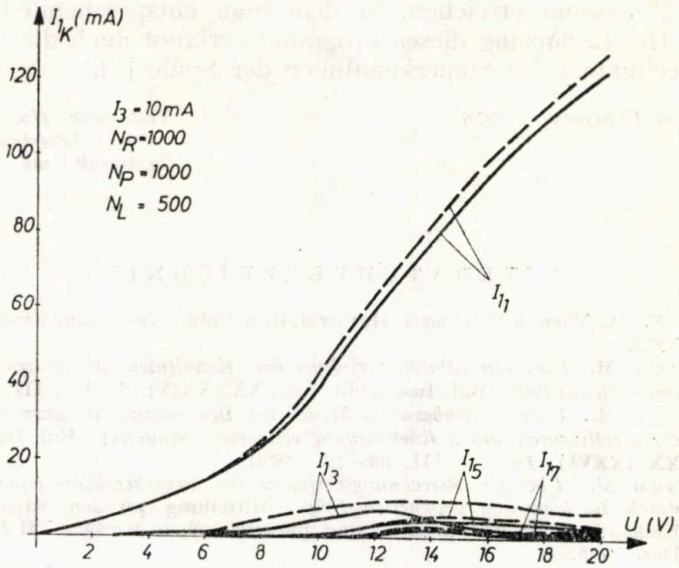


Abb. 5

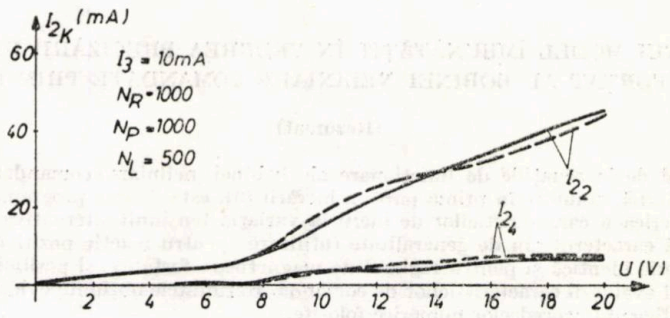


Abb. 6

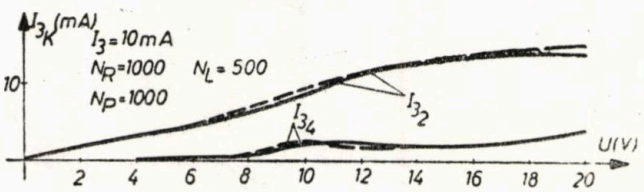


Abb. 7

gleicher Kennlinien in gezwungener Magnetisierung läßt sich praktisch mit demselben Programm erreichen, in dem man entsprechende Gleichungen verwendet. Die Ergänzung dieses Programms erlaubt auch die einfache und exakte Berechnunung der Steuerkennlinien der Spule [4].

Eingegangen am 1. September 1976

Technische Hochschule, Jassy.
Lehrstuhl für
Elektronik und Rechenanlagen

LITERATURVERZEICHNIS

1. Forman S., A. *Numerical Methods.* Harper a. Row Publ., New-York, Evanston, London, 1970.
2. Antonescu M., *Über ein Studiumverfahren der Kennlinien der durch Rückwirkung gesteuerten Spulen.* Bul. Inst. polit. Iaşi, XX (XXIV), *3—4*, s. III, 31—37 (1974).
3. Antonescu M., *Über ein verbessertes Modell zur Bestimmung der gezwungenen Antwort der nichtlinearen, durch Rückwirkung gesteuerten Spule* (II). Bul. Inst. polit., Iaşi, XX (XXVI), *1—2*, s. III, 33—42 (1976).
4. Antonescu M., *Über ein Berechnungsverfahren der Steuerkennlinie einer nichtlinearen, durch Rückwirkung gesteuerten Spule.* Mitteilung an den wissentschaftlichen Kolloquium für nichtlinearen und parametrischen Kreisen, TH Jassy, 22.—23. Dez. 1975.
5. Stănciulescu F., *Analiza şi simularea sistemelor neliniare.* Ed. Acad. RSR, Buc., 1974.
6. Hamming R. W., *Numerical Methods for Scientists and Engineers.* Mc. Graw-Hill, New-York, Toronto, London, 1962.
7. Wing O., *Circuit Theory with Computer Methods.* Holt, Rinehart Winston Inc., 1972.

ASUPRA UNUI MODEL ÎMBUNĂTĂŢIT ÎN VEDEREA PRECIZĂRII RĂSPUNSULUI DE REGIM FORŢAT AL BOBINEI NELINIARE COMANDATE PRIN REACŢIE (II)

(Rezumat)

Pornind de la ecuaţiile de funcţionare ale bobinei neliniare comandate prin reacţie magnetică externă, stabilite în prima parte a lucrării [3], este descris programul care permite studierea teoretică a caracteristicilor de lucru la variaţia tensiunii alternative de alimentare. Se subliniază caracterul său de generalitate (utilizare pentru reacţie pozitivă sau negativă, structură practic identică şi pentru regimul de magnetizare forţată) şi posibilitatea adaptării lui şi în scopul evaluării caracteristicilor de comandă. Rezultatele obţinute evidenţiază alegerea judicioasă şi eficienţa procedeelor numerice folosite.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXIII (XXVII), Fasc. 1–2, 1977
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ
ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C.Z. 537.311.33 : 621.319.5

ASUPRA REZISTORULUI NELINIAR CU CARACTERISTICA $I = f(U)$ ÎN S, COMANDABILĂ

DE

MIRCEA NEMESCU, VIOREL COSMA şi IURII MĂRGĂRINT

1. Rezistorul neliniar şi caracteristica sa

Rezistorul neliniar este realizat cu ajutorul circuitului tranzistorizat din fig. 1, iar familia de caracteristici $I = f(U)$, obţinută prin modificarea rezistenţei potenţiometrului P_2, este reprezentată în fig. 2.

Alura acestor caracteristici este consecinţa modului specific de funcţionare a circuitului. Anume, în domeniul OA circuitul se comportă ca un rezistor cu rezistenţă pozitivă. În punctul A are loc deschiderea diodei D, ceea ce

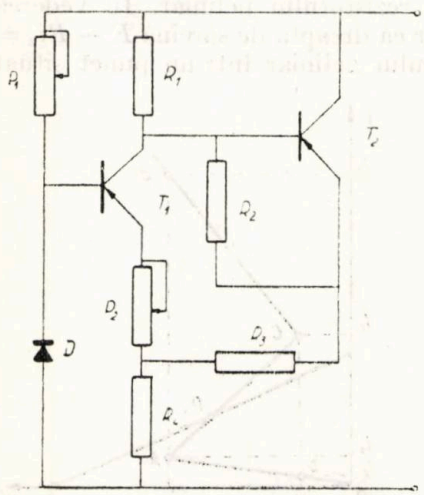


Fig. 1

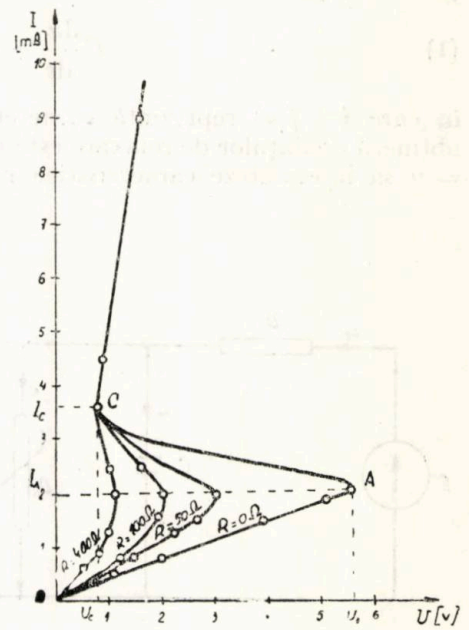


Fig. 2

are drept efect micșorarea polarizării tranzistorului T_1 și deci a curentului său de colector. Are loc astfel mărirea polarizării tranzistorului T_2, curentul de colector al acestuia crescînd, obținîndu-se în acest mod porțiunea AC, de rezistență negativă, a caracteristicii. Mărind în continuare tensiunea aplicată are loc o creștere a curentului (domeniul CB al caracteristicii), circuitul comportîndu-se în continuare ca un rezistor cu rezistență pozitivă.

Poziția în plan a ramurii OA este determinată de rezistența potențiometrului P_2, odată cu creșterea ei valoarea tensiunii corespunzătoare punctului A micșorîndu-se (fig. 2). Poziția punctului C în plan este determinată de valoarea rezistenței potențiometrului P_1, rămînînd fixă pentru o valoare constantă a acesteia.

Din analiza caracteristicilor $I = f(U)$ se desprind următoarele concluzii:

a) Punctul A al caracteristicii corespunde totdeauna unui curent constant, I_A.

b) Pentru o valoare constantă a rezistenței potențiometrului P_1 valoarea rezistenței negative este determinată de valoarea rezistenței potențiometrului P_2, ea scăzînd odată cu creșterea acesteia.

2. Comportarea rezistorului neliniar într-un circuit oscilator derivație

Un astfel de oscilator se obține prin introducerea rezistorului neliniar într-un circuit a cărui schemă echivalentă este dată în fig. 3. În studiul acestei scheme nu se ține seama de rezistența serie a circuitului neliniar și de capacitatea acestuia, ambele avînd valori foarte mici. Cu aceste simplificări, ecuația de funcționare a schemei este o ecuație diferențială de ordinul I de forma:

$$C\frac{du}{dt} + i = \frac{E-u}{R}, \tag{1}$$

în care $i = f(u)$ reprezintă caracteristica rezistorului neliniar. În vederea obținerii oscilațiilor de relaxare este necesar ca dreapta de sarcină $E - Ri_2 = u$ să intersecteze caracteristica rezistorului neliniar într-un punct situat

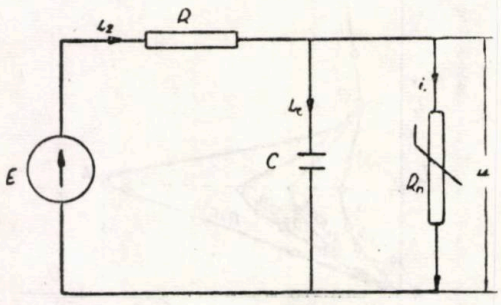


Fig. 3

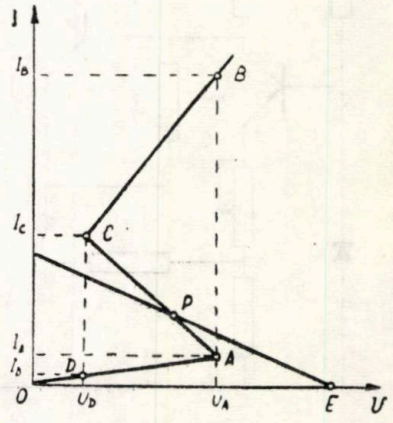


Fig. 4

în domeniul rezistenței negative (fig. 4); acest punct corespunzînd unui regim instabil, parcurge ciclul de relaxare $ABCD$. Generarea oscilațiilor de relaxare este condiționată și de valoarea rezistenței R, care trebuie să satisfacă inegalitatea :

$$R \geqslant \frac{E - U_D}{I_C}. \tag{2}$$

Pentru simplificarea calculelor se consideră valoarea acestei rezistențe $R \to \infty$, schema fiind alimentată astfel de la un generator ideal de curent (fig.5). În acest caz ecuația diferențială (1) devine :

$$C\frac{du}{dt} + i = I. \tag{3}$$

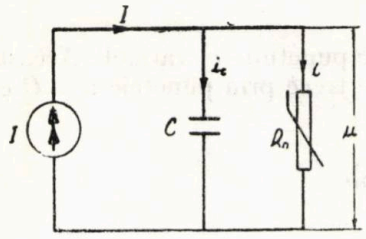


Fig. 5

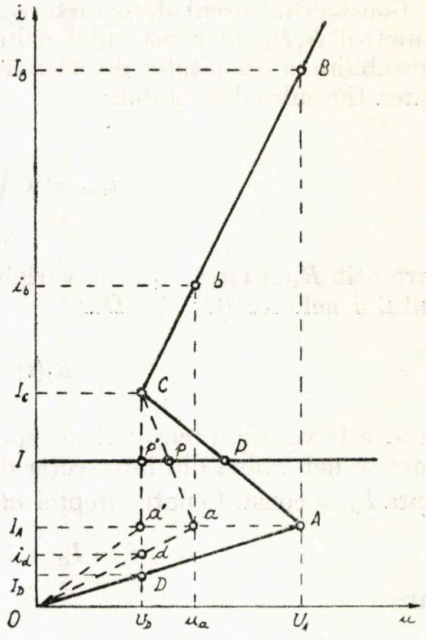


Fig. 6

Considerînd

$$\frac{du}{di} = R(i), \tag{4}$$

$R(i)$ fiind rezistența dinamică a rezistorului neliniar, ecuația diferențială (3) capătă forma :

$$CR(i)\frac{di}{dt} + i = I. \tag{5}$$

Dreapta de sarcină I = const. trebuie să intersecteze caracteristica $i = f(u)$ în domeniul rezistenței negative (fig. 6), adică este necesar să fie satisfăcută inegalitatea :

$$I_A \leqslant I \leqslant I_C. \tag{6}$$

3. Calculul perioadei oscilațiilor de relaxare

Perioada oscilațiilor de relaxare rezultă a fi suma timpurilor de restabilire și a impulsului, respectiv cînd punctul de funcționare descrie segmentele DA și BC ale caracteristicii $i = f(u)$. Pentru efectuarea acestui calcul s-a

considerat aproximarea caracteristicii rezistorului neliniar prin segmente de dreaptă.

3.1. Calculul timpului de restabilire

Considerînd arcul de caracteristică da, variabil ca poziţie în funcţie de parametrul $R(P_2)$ al rezistorului neliniar, porţiune pe care are loc procesul de restabilire a oscilaţiilor de relaxare, din ecuaţia diferenţială (5) se obţine valoarea timpului de restabilire :

$$t_{rest} = C\int_{id}^{I_A} \frac{R_1(i)\,di}{I - i}, \tag{7}$$

în care atît $R_1(i)$ cît şi i_d sînt variabile, depinzînd de parametrul $R(P_2)$ al circuitului neliniar (fig. 1). Dar :

$$R_1(i) = \frac{u_a}{I_A}, \tag{8}$$

unde u_a este valoarea tensiunii corespunzătoare punctului a, variabil. Această valoare se determină din intersecţia dreptei ce trece prin punctele a şi C cu dreapta $I_A = \text{const}$. Ecuaţia dreptei $a\bar{C}$ este :

$$i = I_C + \lambda(u - U_D), \tag{9}$$

în care

$$\lambda = \frac{1}{r_{nx}}, \tag{10}$$

r_{nx} fiind rezistenţa negativă a dreptei $a\bar{C}$.

Coordonatele punctului a, variabil, vor fi :

$$I_A \text{ şi } u_a = U_D + r_{nx}(I_A - I_C). \tag{11}$$

În acest caz rezistenţa corespunzătoare dreptei variabile da va fi :

$$R_1 = \frac{r_{nx}(I_A - I_C) + U_D}{I_A}. \tag{12}$$

Valoarea curentului i_d se obţine intersectînd dreapta ce trece prin punctele d şi a, cu dreapta $u = U_D$. În acest caz valoarea curentului i_d va rezulta :

$$i_d = \frac{U_D}{R_1} = \frac{U_D}{[r_{nx}(I_A - I_C) + U_D]/I_A}. \tag{13}$$

Folosind relaţiile (7), (12) şi (13) se obţine pentru timpul de restabilire expresia :

$$t_{rest} = CR_1 \int_{i_d}^{I_A} \frac{di}{I - i} = CR_1 \ln \frac{I - id}{I - I_A} =$$

(14)

$$= C\left[\frac{r_{nx}(I_A - I_C) + U_D}{I_A}\right] \ln \frac{I - \dfrac{U_D}{[r_{nx}(I_A - I_C) + U_D]/I_A}}{I - I_A}.$$

Notînd cu :

$$R_n = \frac{U_A - U_D}{I_A - I_C} \tag{15}$$

rezistența negativă limită a porțiunii limită AC a caracteristicii $i = f(u)$, ecuația (14) devine :

$$t_{rest} = C\left[\frac{r_{nx}}{R_n} \cdot \frac{U_A - U_D}{I_A} + \frac{U_D}{I_A}\right] \ln \frac{I - \dfrac{U_D}{\dfrac{r_{nx}}{R_n} \cdot \dfrac{U_A - U_D}{I_A} + \dfrac{U_D}{I_A}}}{I - I_A}. \tag{16}$$

De asemenea, notînd cu :

$$R_{1max} = \frac{U_A}{I_A} \quad \text{și} \quad R_{1min} = \frac{U_D}{I_A} \tag{17}$$

rezistențele limite ale dreptelor *da* variabile și definindu-se rezistența raportată

$$\frac{r_{nx}}{R_n} = \overline{r_n}, \qquad \text{cu} \quad 0 \leqslant \overline{r_n} \leqslant 1, \tag{18}$$

și

$$\frac{I}{I_A} = \overline{I} \tag{19}$$

— curentul normat, ecuația (16) capătă în final forma :

$$t_{rest} = C[\overline{r_n} R_{1max} + R_{1min}(1 - \overline{r_n})] \ln \frac{\overline{I} - R_{1min}/[\overline{r_n} R_{1max} + R_{1min}(1 - \overline{r_n})]}{\overline{I} - 1} = \tag{20}$$

$$= f(C, \overline{r_n}, \overline{I}).$$

Se observă că valoarea constantei de timp, τ, depinde liniar de rezistența negativă raportată $\overline{r_n}$.

3.2. Calculul duratei impulsului

Durata impulsului t_i se calculează plecînd de la ecuația diferențială (5). În acest caz :

$$t_i = C \int_{I_C}^{i_b} \frac{R_2(i)\, di}{i - I} = CR_2 \ln \frac{i_b - I}{I_C - I}, \tag{21}$$

unde :

(22) $$R_2(i) = R_2 = \frac{U_A - U_D}{I_B - I_C}$$

reprezintă rezistența corespunzătoare porțiunii CB a caracteristicii $i = f(u)$.

Valoarea curentului i_b se obține determinînd intersecția dreptei $u_a =$ $=$ const. cu dreapta care trece prin punctele C și B, de ecuație:

(23) $$i - I_C = \frac{I_B - I_C}{U_A - U_D}(u - U_D).$$

Folosind relația (11) se obține:

(24) $$i_b = I_C + \frac{I_B - I_C}{U_A - U_D} r_{nx}(I_A - I_C).$$

Ținînd cont de (15) și (17) se determină valoarea curentului i_b, anume:

(25) $$i_b = I_C + (I_B - I_C)\,\bar{r}_n,$$

care depinde liniar de rezistența negativă raportată. Introducîndu-se curentul normat:

(26) $$\frac{I}{I_C} = \bar{I}'$$

și ținînd seama de relația (21), se obține în final expresia duratei impulsului:

(27) $$t_i = CR_2 \ln \frac{1 + (I_B/I_C - 1)\,\bar{r}_n - \bar{I}'}{1 - \bar{I}'} = f(C, \bar{r}_n, \bar{I}').$$

După cum s-a arătat mai sus, perioada oscilațiilor de relaxare este determinată doar de t_{rest} și t_i. Ținînd seama de relațiile (20) și (27), se obține pentru perioada oscilațiilor de relaxare generate într-un circuit oscilator derivație, o relație generală de forma:

(28) $$T = t_{rest} + t_i = f(C, \bar{I}, \bar{r}_n).$$

4. Rezultate experimentale

Rezistorul neliniar conceput și studiat în această lucrare a fost realizat cu ajutorul circuitului tranzistorizat din fig. 1, în care cele două tranzistoare sînt de tipul EFT 131. Coordonatele punctelor A, B, C, D, ale caracteristicii limită, sînt următoarele:

$I_A = 1{,}95$ mA, $I_B = 35{,}5$ mA, $I_C = 3{,}6$ mA, $I_D = 0{,}3$ mA, $U_A = 5{,}6$ V, $U_D = 0{,}8$ V.

Alimentarea circuitului oscilant derivație s-a realizat cu ajutorul unui generator de curent tranzistorizat. Dependența perioadei oscilațiilor de relaxare obținute, de valoarea rezistenței negative a caracteristicii $I = f(U)$ a rezistorului neliniar este prezentată în fig. 7. Curbele obținute experimental și prin calcul au fost trasate pentru trei valori ale curentului de alimentare a oscilatorului derivație. În fig. 8 este prezentată dependența perioadei oscilațiilor de relaxare de curentul de alimentare a oscilatorului derivație, pentru mai multe valori ale parametrului $R(P_2)$.

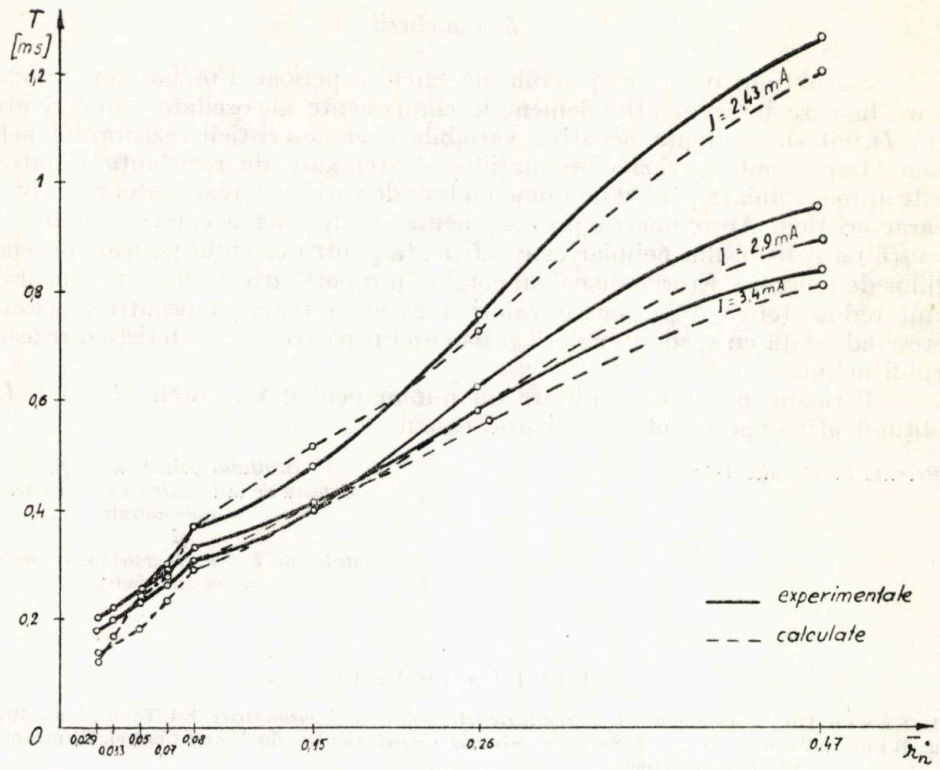

T
[ms]
1,2
1
0,8
0,6
0,4
0,2
0
0,029
0,033
0,05
0,07
0,08
0,15
0,26
0,47
$\bar{n}_n$
I = 2,43 mA
I = 2,9 mA
I = 3,4 mA
experimentale
calculate

Fig. 7

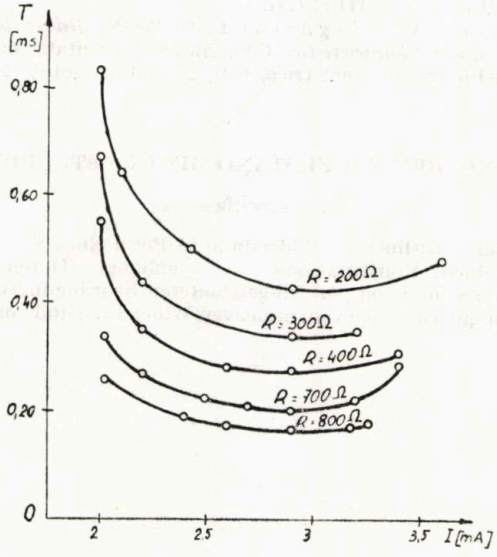

T
[ms]
0,80
0,60
0,40
0,20
0
2
2,5
3
3,5
I [mA]
R = 200Ω
R = 300Ω
R = 400Ω
R = 700Ω
R = 800Ω

Fig. 8

5. Concluzii

S-a obținut o relație generală de calcul a perioadei oscilațiilor de relaxare în care intervin atît elementele componente ale oscilatorului derivație (C, I), cît și rezistența negativă variabilă a caracteristicii rezistorului neliniar. Dependența perioadei oscilațiilor de relaxare de rezistența negativă este aproape liniară pentru un domeniu larg de variație a rezistenței negative a caracteristicii. Aproximarea prin segmente de dreaptă a caracteristicii $I = f(U)$ a rezistorului neliniar este suficientă pentru calculul perioadei oscilațiilor de relaxare. Erorile de calcul comise în raport cu valorile experimentale sînt reduse (circa 5%) pentru valori mari ale rezistenței negative, acestea crescînd odată cu scăderea valorii rezistenței negative a caracteristicii rezistorului neliniar.

Perioada oscilațiilor admite un minim pentru un curent $I = 0{,}8\ I_C$, obținut atît experimental cît și prin calcul.

Primită la 17 iulie 1976

Institutul politehnic, Iași,
Catedra de utilizările energiei electrice
și automatizări
și
Catedra de Bazele electrotehnicii, măsuri
și mașini electrice

BIBLIOGRAFIE

1. Savin Gh., Rosman H., *Circuite electrice neliniare și parametrice*, Ed. Tehn., Buc., 1973.
2. Broch-Toniola S., *A Negative-resistence Circuit Doubles for V or I Control.* Electronics, **42**, *9*, 78-79 (1969).
3. Cosma V., *Asupra determinării perioadei oscilațiilor de relaxare obținute în circuitele electrice care conțin un element neliniar cu caracteristica în S.* Bul. Inst. polit., Iași, XIX (XXIII), *3—4*, s. III (1973).
4. Nemescu M., Cosma V., Mărgărint I., *On the Nonlinear Resistor with a Dynatron-like Controllable Characteristic.* Comunicare prezentată la Colocviul de circuite electrice neliniare și parametrice, Iași, 22—23 decembrie 1975.

ÜBER DEN NICHTLINEAREN WIDERSTAND MIT IN S STEUERBARER KENNLINIE

(Zusammenfassung)

Man studiert einen nichtlinearen Widerstand in Form eines S transistorisierten Kreises, dessen Kennlinie von einem Konstruktionselement abhängt. Durch die Benützung dieses nichtlinearen Widerstandes in einem paralell-geschalteten Schwingungskreis bestimmt man die Abhängigheit der Schwingungsperiode vom negativen Widerstand und vom Speisestrom.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXIII (XXVII), Fasc. 1–2, 1977
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ
ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C.D. 538.551.25

DISCONTINUITÉS DE L'AMPLITUDE DU SIGNAL DE SORTIE, EN RÉGIME FORCÉ, DES CIRCUITS FERRORÉSONANTS AYANT UNE BOBINE NONLINÉAIRE À NOYAU MAGNÉTISÉ ORTHOGONALEMENT, DUES À LA VARIATION DE L'AMPLITUDE DU SIGNAL DE COMMANDE

PAR

ADRIAN BARABOI

1. Les circuits ferrorésonants sont constitués par des bobines et des condensateurs, à condition qu'au moins l'un de ces éléments soit nonlinéaire. Quoique la bobine nonlinéaire à noyau magnétisé orthogonalement (BNNMO) présente des propriétés assez intéressantes, ce dispositif a été étudié par un nombre relativement réduit de chercheurs [1], [2], [5], [8]. Dans ce qui suit on analyse le fonctionnement des circuits ferrorésonants réalisés à l'aide d'une BNNMO et d'un condensateur linéaire. Vu que la BNNMO est constituée par un noyau ferromagnétique cylindrique, muni des enroulements d'excitation (toroïdales) et de commande (solenoïdales), on peut utiliser pour l'approximation analytique de ces caractéristiques, des fonctions ayant la forme :

$$(1) \qquad \begin{cases} i_x = b_{10}^x \psi_x, \\ i_y = b_{10}^y \psi_y + b_{12}^y \psi_x^2 \psi_y + b_{30}^y \psi_y^3, \ (b_{m,n}^{x,y} > 0), \end{cases}$$

où i_x et i_y sont les courants qui circulent par les enroulements de commande et d'excitation, respectivement, ψ_x et ψ_y en représentant les flux magnétiques orthogonaux, produits par ces courants-ci.

Soit le circuit ferrorésonant parallèle conservatif, à BNNMO, représenté dans la fig. 1. L'équation différentielle qui décrit le fonctionnement de ce circuit est donnée par l'expression :

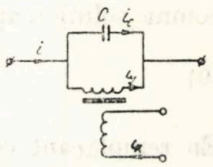


Fig. 1

$$(2) \qquad i(t) = C\frac{\mathrm{d}^2\psi_y}{\mathrm{d}t^2} + i_y .$$

Vu que l'excitation du circuit et le courant de commande, i_x, de la BNNMO sont des grandeurs sinusoïdales :

$$(3) \qquad i(t) = I_m \cos \omega t, \qquad i_x(t) = I_{xm} \cos (\Omega t + \varphi)$$

et compte tenu des relations (1), l'équation différentielle (2) devient :

$$k\cos\omega t = \frac{\mathrm{d}^2 z}{\mathrm{d}t^2} + [\omega_e^2 + 2\lambda^2\cos(2\Omega t + 2\varphi)]\, z + hz^3, \tag{4}$$

où :

$$\begin{cases} z = \dfrac{\psi_y}{\psi_{y0}}, \quad k = \dfrac{\omega_R^2 I_m}{b_{10}^y\,\psi_{y0}}, \quad \omega_R^2 = \dfrac{b_{10}^y}{C}, \\ \lambda^2 = 0{,}25\, b_{12}^y \dfrac{\psi_{xm}^2}{C}, \quad \omega_e^2 = \omega_R^2 + 2\lambda^2, \quad h = \dfrac{\omega_R^2 b_{30}^y \psi_{y0}^2}{b_{10}^y}; \end{cases} \tag{5}$$

ici ψ_{y0} représente une valeur de répère du flux magnétique ψ_y, convenablement choisie.

Pour le circuit ferrorésonant série conservatif, dont le schéma est représenté dans la fig. 2, on peut écrire l'équation :

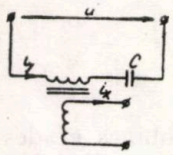


Fig. 2

$$\frac{\mathrm{d}u}{\mathrm{d}t} = \frac{\mathrm{d}^2\psi_y}{\mathrm{d}t^2} + \frac{i_y}{C}. \tag{6}$$

En utilisant pour l'excitation de ce circuit-ci une tension sinusoïdale :

$$u(t) = U_m \sin\omega t \tag{7}$$

et pour la commande de sa BNNMO un courant i_x donné par (3_2), compte tenu des relations (1), (3_2) et (7) l'on constate que l'équation différentielle (6) prend la forme (4), aux coefficients (5), exceptant (5_2) qui devient :

$$k = \frac{\omega U_m}{\psi_{y0}}. \tag{8}$$

Il résulte, de cette façon, que le fonctionnement en régime transitoire des circuits ferrorésonants conservatifs[1]) (parallèle où série), excités par des signaux sinusoïdaux, réalisés à l'aide d'une BNNMO ayant les caractéristiques approximables, par voie analytique, à l'aide des fonctions (1) et commandée aussi en signal sinusoïdal, est décrit par des équations différentielles nonlinéaires à coefficients variables, qui ont la forme (4).

2. Il est possible de montrer que l'on peut prendre en considération comme solution approximative de régime forcé de l'équation (4), l'expression :

$$\begin{aligned} z(t) = {} & A_1\cos\omega t + A_{+2}\cos[(\omega + 2\Omega)\, t + 2\varphi] + \\ & + A_{-2}\cos[(\omega - 2\Omega)\, t - 2\varphi] + A_3\cos 3\omega t. \end{aligned} \tag{9}$$

En remplaçant cette solution dans l'équation (4), par identification et en renonçant aux termes négligeables, on obtient le système :

---

[1]) Il est possible de montrer que l'on peut décrire le fonctionnement des circuits ferrorésonants dissipatifs, réalisés à l'aide de BNNMO, par une équation différentielle de la forme (4), complétée dans le second membre avec un terme de la forme $2\alpha\, \mathrm{d}z/\mathrm{d}t$, où 2α a pour expression $1/rC$ dans le cas du circuit ferrorésonant parallèle et $b_{10}^y r$ dans celui du circuit ferrorésonant série, r représentant la résistance du circuit d'excitation.

$$(10)\quad \begin{cases} k=A_1(\omega_e^2-\omega^2)+\lambda^2(A_{+2}+A_{-2})+0{,}75\,hA_1^3, \quad 0=A_3(\omega_e^2-9\omega^2)+0{,}25hA_1^3, \\ 0=A_{+2}[\omega_e^2-(\omega+2\Omega)^2]+\lambda^2A_1, \quad 0=A_{-2}[\omega_e^2-(\omega-2\Omega)^2]+\lambda^2A_1. \end{cases}$$

Compte tenu qu'on est intéressé à mettre en évidence les discontinuités de l'amplitude normée A_1 du signal de sortie dues à la variation des divers paramètres qui caractérisent le fonctionnement du circuit ferrorésonant à BNNMO, le système (10) fournit l'équation :

$$(11)\qquad k=fA_1+0{,}75hA_1^3,$$

où :

$$(12)\quad f=\omega_R^2-\omega^2+2\lambda^2+2\lambda^4\frac{\omega^2-\omega_R^2+4\Omega^2-2\lambda^2}{[(\omega+2\Omega)^2-\omega_R^2-2\lambda^2][(\omega-2\Omega)^2-\omega_R^2-2\lambda^2]}.$$

L'équation de troisième degré (11) peut être solutionnée par voie graphoanalytique [5]; sa solution sera donnée par les abscisses des points d'intersec-tions des courbes :

$$(13)\qquad u=k-fA_1, \quad v=0{,}75hA_1^3,$$

représentées graphiquement dans la fig. 3 ; par cette voie l'on constate que l'équation (11) peut admettre une jusqu'à trois racines distinctes, en fonction des valeurs des paramètres k et f.

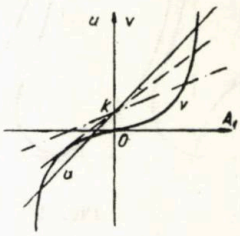


Fig. 3

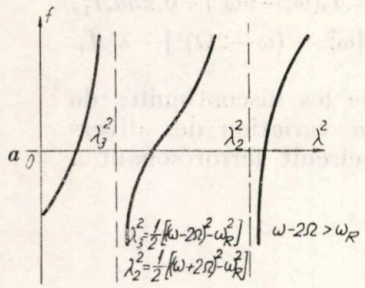
3. Pour mettre en évidence les discontinuités de l'amplitude normée A_1 du signal de sortie, dues à la variation de l'amplitude du signal de commande de la BNNMO, il est nécessaire que l'on analyse la fonction $f(\lambda^2)$ et que l'on détermine, par voie graphique, la variation corespondante, $A_1(\lambda^2)$.

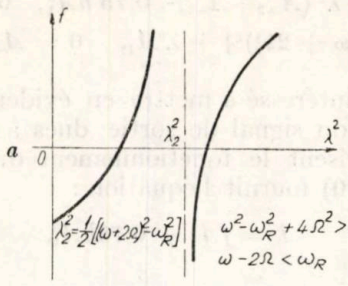
Dans les fig. 4*a* ... 8*a* est représentée graphiquement, pour diverses relations entre les paramètres ω_R, ω et Ω, la fonction $f(\lambda^2)$, pendant que dans les fig. 4*b* ... 8*b* est donné le graphique obtenu pour la fonction $A_1(\lambda^2)$. L'on constate la possibilité de l'apparition de la ferrorésonance multiple ; si l'on admet que la solution en régime forcé de l'équation (4) est de la forme (9), le nombre maximum des discontinuités de l'amplitude normée A_1 du signal de sortie, dues à la variation de l'amplitude du signal de commande de la BNNMO est de trois (fig. 4*b*). Dans les autres cas on obtient soit une (fig. 6*b*) soit deux (fig. 5*b*) discontinuités, soit un signal de sortie dont l'amplitude normée A_1 est une fonction continue de l'amplitude normée du signal de commande, λ^2 (fig. 7*b*, 8*b*).

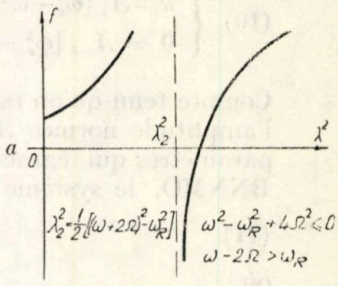
R e m a r q u e. La condition nécessaire de l'existence des discontinuités dans l'origine, pour les cas représentés dans les fig. 4*b* et 5*b*, est :

$$(14)\qquad f(0)<0,$$

d'ailleur satisfaite par la fonction $f(\lambda^2)$ (v. les fig. 4*a* et 5*a*).







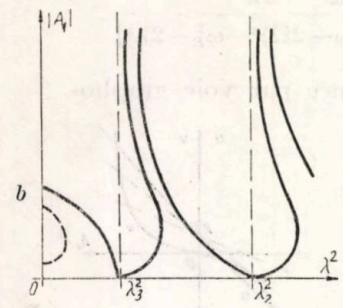


Fig. 4

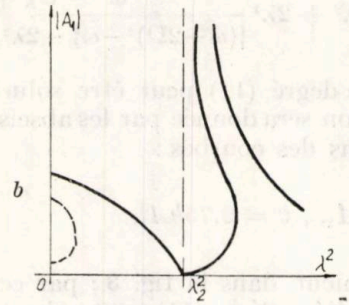


Fig. 5

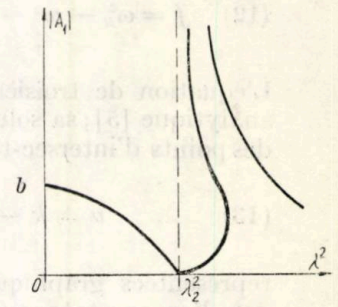


Fig. 6

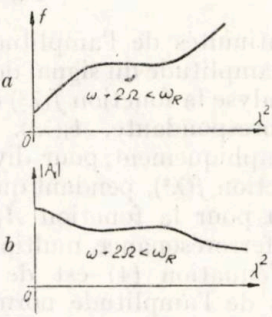


Fig. 7

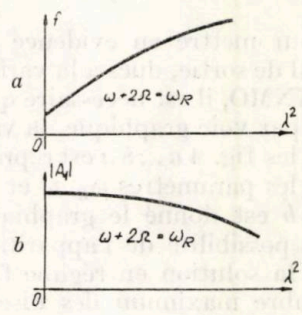


Fig. 8

4. Les essais expérimentaux ont été effectués à l'aide d'un circuit ferrorésonant série, à BNNMO utilisant un noyau cilyndrique en bande de permalloy muni de deux enroulements toroïdales et d'un enroulement solenoïdale, ayant les paramètres suivants : $w_s=500$ spires, $w_{t1}=800$ spires, $w_{t2}=2\,500$ spires, $\varnothing_s = 1$ mm, $\varnothing_{t1} = 0{,}5$ mm, $\varnothing_{i2} = 0{,}2$ mm. Le schéma électrique utilisé aux essais est représenté dans la fig. 9. La fig. 10 représente graphiquement la dépendance, obtenue par voie expérimentale, entre le signal de sortie (le courant I_y) et le signal de commande (I_x); on met en évidence les deux sauts du courant qui circule par le circuit de l'excitation, obtenus à la variation, d'une manière continue, du courant de commande de la BNNMO, en confirmant

ainsi, qualitativement, les résultats obtenus par voie théorique. Les expériences permettent à constater la réduction aux valeurs finies, grâce au caractère dissipatif du circuit ferrorésonant, des sauts du signal de sortie de celui-ci.

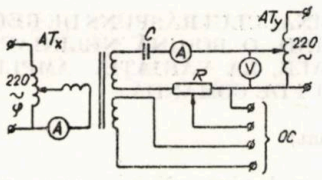


Fig. 9

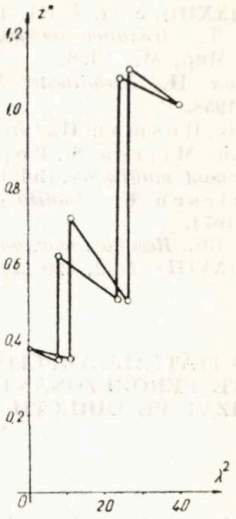


Fig. 10

Conclusions

1. On établit l'équation différentielle (4), qui décrit le fonctionnement des circuits ferrorésonants conservatifs excités par des signaux sinusoïdaux, comportant une BNNMO, commandée aussi par des signaux sinusoïdaux, à la condition que les caractéristiques de la bobine soient approximables analytiquement par des fonctions de la forme (1).

2. On étudie, par voie analytique, le fonctionnement d'un tel circuit, mettant en évidence les discontinuités de l'amplitude normée du signal de sortie en régime forcé, dues à la variation de l'amplitude du signal de commande de la BNNMO.

3. On constate la posibilité de l'apparition de la ferrorésonance multiple dans les circuits excités par des signaux sinusoïdaux, réalisés à l'aide des condensateurs linéaires et d'une BNNMO, commandée par des signaux sinusoïdaux.

4. On étudie par voie expérimentale les sauts du courant qui circule par le circuit ferrorésonant série à BNNMO, dues à la variation d'une manière continue du courant de commande de la bobine; on confirme, de cette façon, qualitativement, les résultats obtenus par voie théorique.

Reçue le 10 III 1976

Institut Polytechnique, Jassy,
Chaire d'Électroénergétique

BIBLIOGRAPHIE

1. Angel Y., *Commande magnétique orthogonale des systèmes paramétriques.* Acta electronica, 4, *3*, 359–380 (1960).
2. Balan D., *Studiul funcționării bobinei neliniare comandate ortogonal, excitată prin flux sinusoidal, în regim de magnetizare liberă și forțată.* Bul. Inst. polit. Iași, **XIX (XXIII)**, *3–4*, s. III, 41–52 (1973).
3. Хаясн Т., *Нелинейные колебания в физических системах*, (пер. с англ.). Изд. Мир, М., 1968.
4. Kauderer H., *Nichtlineare Mechanik.* Springer Verlag, Berlin-Götingen-Heidelberg, 1958.
5. Savin Gh., Rosman H., *Circuite electrice neliniare și parametrice.* Ed. Tehn., Buc., 1973.
6. Savin Gh., Mitrea S., Popescu I., Simion E., Zitron N., *Circuit ferorésonant multistable.* Bul. Inst. polit. Iași, **XIV (XVIII)**, *1–2*, 341 (1968).
7. Stănciulescu F., *Analiza și simularea sistemelor neliniare.* Ed. Acad. R.S.R., Buc., 1974.
8. Vasiliu Gh., *Résultats nouveaux concernant l'„effet Procopiu".* Bul. Inst. polit. Iași, **XIV (XVIII)**, *1–2*, 329 (1968).

DISCONTINUITĂȚI ALE AMPLITUDINII SEMNALULUI RĂSPUNS DE REGIM FORȚAT ÎN CIRCUITE FERÓREZONANTE CONȚINÎND O BOBINĂ NELINIARĂ CU MIEZ MAGNETIZAT PE DIRECȚII ORTOGONALE, LA VARIAȚIA AMPLITUDINII SEMNALULUI DE COMANDĂ

(Rezumat)

Abordînd studiul circuitelor ferorezonante cu bobină neliniară cu miez magnetizat pe direcții ortogonale, se stabilește ecuația diferențială care descrie funcționarea acestora și se determină condițiile de apariție a ferorezonanței multiple, datorită variației amplitudinii semnalului de comandă al bobinei. Rezultatele experimentale obținute, confirmă, sub raport calitativ, concluziile teoretice.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAȘI
Tomul XXIII (XXVII), Fasc. 1–2, 1977
Secția III
ELECTROTEHNICĂ
ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

D. C. 621.3.14.8

ON THE NUMBER OF RESONANCES OF AN ELECTRIC LINEAR NETWORK

BY

LIVIU GORAȘ

1. Introduction

The maximum number of resonances of a network depends on its number of reactive elements. When the circuit is lossless the number of resonances is generally equal to the number of the reactive elements minus one unity. When a circuit contains loops or cut-sets of condensers or inductors, the maximum number of resonances becomes smaller.

2. General Expression of a Lossless Network Response to a Harmonic Excitation

The behaviour of a lossless network can be described using its transfer function which is a driving point function. The general expression of a reactance function is [1]:

$$F(s) = \frac{k_0}{s} + k_\infty s + \sum_{i=1}^{n-1} \frac{2k_i s}{s_1^2 + \omega_i^2}, \tag{1}$$

the network being of the $2n$-th order of complexity[1]).

Let the excitation be $e(t) = \sin \Omega t = \mathcal{I}m e^{j\Omega t}$. The response $y(t)$ is:

$$y(t) = \mathcal{I}m\, \mathfrak{L}^{-1}[F(s)\, \mathfrak{L} e^{j\Omega t}] = \mathcal{I}m\, \mathfrak{L}^{-1}\left(\frac{k_0}{s} \cdot \frac{1}{s - j\Omega} + \frac{k_\infty s}{s - j\Omega} + \right.$$

$$\left. + \frac{1}{s - j\Omega} \sum_{i=1}^{n-1} \frac{2k_i s}{s^2 + \omega_i^2}\right) = \mathcal{I}m\, \mathfrak{L}^{-1}\left(\frac{k_0}{j\Omega} \cdot \frac{1}{s - j\Omega} - \frac{k_0}{j\Omega} \cdot \frac{1}{s} + k_\infty + \frac{k_\infty \cdot j\Omega}{s - j\Omega} + \right. \tag{2}$$

$$\left. + \frac{1}{s - j\Omega} \sum_{i=1}^{n-1} \frac{2k_i j\Omega}{\omega_i^2 - \Omega^2} + \sum_{i=1}^{n-1} \frac{j}{\Omega - \omega_i} \cdot \frac{1}{s - j\omega_i} + \sum_{i=1}^{n-1} \frac{j}{\omega_i + \Omega} \cdot \frac{1}{s + j\omega_i}\right).$$

[1]) The order of complexity is the maximum between the nominator and denominator degree of the driving point function.

3. Forced Response

The expression

$$(3) \qquad \sum_{i=1}^{n-1} \frac{\mathrm{j}}{\Omega - \omega_i} \cdot \frac{1}{s - \mathrm{j}\omega_i} + \sum_{i=1}^{n-1} \frac{\mathrm{j}}{\omega_i + \Omega} \cdot \frac{1}{s + \mathrm{j}\omega_i}$$

corresponds to the oscillatory components of free response and will not be taken into consideration as in real networks the free response is always becoming zero when time tends to infinity. The response is then :

$$r(t) = \mathcal{I}m\left(-\mathrm{j}\frac{k_0}{\Omega}e^{\mathrm{j}\Omega t} + \mathrm{j}\frac{k_0}{\Omega}\gamma(t) + k_\infty\,\delta(t) + \mathrm{j}k_\infty\Omega e^{\mathrm{j}\Omega t} + \right.$$

$$(4) \qquad \left. + 2\mathrm{j}\Omega e^{\mathrm{j}\Omega t}\sum_{i=1}^{n-1}\frac{k_i}{\omega_i^2 - \Omega^2}\right) = \frac{k_0}{\Omega}\gamma(t) + \frac{k_0}{\Omega}\cos\Omega t + k_\infty\Omega\cos\Omega t +$$

$$+ 2\Omega\cos\Omega t\sum_{i=1}^{n-1}\frac{k_i}{\omega_i^2 - \Omega^2} = \frac{k_0}{\Omega}\gamma(t) - \left(\frac{k_0}{\Omega} + k_\infty\Omega + 2\Omega\sum_{i=1}^{n-1}\frac{k_i}{\omega_i^2 + \Omega^2}\right)\cos\Omega t.$$

The term $\frac{k_0}{\Omega}\gamma(t)$ belongs to the free response too and is also a consequence of the idealized model, so that the forced response is:

$$(5) \qquad y_f(t) = -\left(\frac{k_0}{\Omega} + k_\infty\Omega + 2\Omega\sum_{i=1}^{n-1}\frac{k_i}{\omega_i^2 - \Omega^2}\right)\cos\Omega t = A\cos\Omega t.$$

4. Resonance in Lossless Networks

It can be seen that the excitation and the response may be in phase only in the limit cases

$$(6) \qquad A = \infty, \qquad A = 0.$$

The relation (6_1) takes place for $n - 1$ values of Ω :

$$(7) \qquad \Omega = \omega_i, \qquad (i = 1,\ 2,\ \ldots\ n - 1),$$

and correspond to an infinite amplitude response with a sudden variation of the phase arround the roots.

The relation (6_2) is equivalent to the $2n$-th order equation :

$$(8) \qquad (k_\infty\Omega^2 + k_0)\prod_{i=1}^{n-1}(\omega_i^2 - \Omega) + 2\Omega^2\sum_{j=1}^{n-1}k_j\prod_{\substack{i=1\\ i\neq j}}^{n-1}(\omega_i^2 - \Omega^2) = 0,$$

that has [1] $2n$ roots from which n positive ones. (They alternate with the $n - 1$ previously obtained values.)

As a conclusion, the number of resonances of a lossless network is $2n - 1$ if the circuit has the order of complexity $2n$. In other words, in the case

the circuit doesn't contain condensers loops or inductors cut-sets, the number of resonances, R, is equal to the number of reactive elements minus one unity, i.e.:

$$R = N - 1. \tag{9}$$

There are then $N - 1$ resonances that alternate : a paralel type resonance and a series type resonance (N is the number of the reactive elements of the network).

5. Networks with Loops and/or Cut-sets of Condensers or Inductors

If the circuit contains loops of condensers or cut-sets of inductors, the number of resonances, also equal to the order of complexity minus one unity, is equal to the number of reactive elements minus one unity and minus the number of independent loops of condensers (l_c) and cut-sets of inductors (c_i) :

$$R = N - 1 - l_c - c_i. \tag{10}$$

The excitation supply doesn't affect the number of condenser independent loops and the inductor independent cut-sets as it may be accompanied by an dissipative element (Fig. 1.).

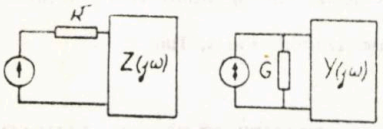


Fig. 1

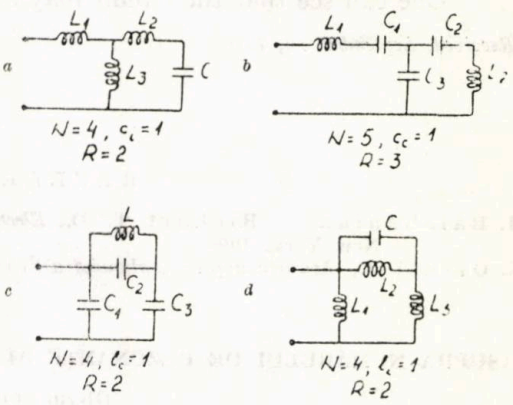


Fig. 2

If the circuit contains cut-sets of condensers (c_c) and/or loops of inductors (l_i) there will appear a number of $c_c + l_i$ zero natural frequencies. These frequencies correspond to constant terms of the response, terms that do not affect the resonance. In these conditions, the number of resonances is equal to the number of nonzero natural frequencies that is, the number of reactive elements minus one unity and minus the number of the independent loops and cut-sets of condensers and inductors :

$$R = N - 1 - l_c - c_i - l_i - c_c. \tag{11}$$

For dissipative circuits the above statements may be formulated as following :

The maximum number of resonances that can appear in a dissipative circuit is equal to the number of reactive elements minus one unity and minus the total number of independent number of loops and cut-sets of condensers and inductors.

6. Exemples

It can be easily verified the fact that for the circuits shown below, the relation (11) is true.

For instance, the circuit from Fig. 2 *c* has the following impedance function :

$$Z(j\omega) = \frac{j\omega C_1 \left(\frac{1}{j\omega C_3} + \frac{j\omega L \cdot \frac{1}{j\omega C_2}}{j\omega L + \frac{1}{j\omega C_2}} \right)}{j\omega C_1 + \frac{1}{j\omega C_3} + \frac{j\omega L}{1 - \omega^2 L C_2}} = \frac{j}{\omega} \cdot \frac{C_1 - \omega^2 L C_1 (C_2 + C_3)}{C_1 C_3 - \omega^2 L (C_2 + C_3)} .$$

One can see that the circuit may have only two resonance frequencies.

Received, September 10, 1976

Polytechnic Institute, Jassy,
Department of Electrotechnics,
Electrical Measurements and Machines

REFERENCES

1. Balabanian N., Bickart T. D., *Electrical Network Theory.* John Wiley a. Sons, New York, 1968.
2. Ortusi J., *Mathématiques appliquées a l'électronique.* Dunod, Paris, 1969.

ASUPRA NUMĂRULUI DE REZONANŢE ALE UNUI CIRCUIT ELECTRIC LINIAR

(Rezumat)

Se arată că numărul de rezonanţe ale unui circuit liniar nedisipativ este egal cu numărul de elemente reactive din circuit minus o unitate şi minus numărul total de bucle şi secţiuni independente de condensatoare precum şi de bucle şi secţiuni independente de bobine. În acelaşi mod se determină numărul maxim de rezonanţe ale unui circuit disipativ.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAȘI
Tomul XXIII (XXVII), Fasc. 1–2, 1977
Secția III
ELECTROTEHNICĂ
ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C.Z. 621.317.335

UTILIZAREA VOLTMETRULUI DIFERENȚIAL CU REDRESOR, ÎN SCHEMĂ DE FARADMETRU

DE

M. ANTONIU și EUGEN BUȚURCĂ

1. Introducere

Pentru măsurarea rapidă a capacității condensatoarelor, în cazul cînd nu este necesar să se cunoască și tangenta unghiului de pierderi, se utilizează aparate de măsură cu citire directă, denumite faradmetre.

Faradmetrele analogice construite pînă în prezent sînt de tip logometric [1] — soluție pe cale de dispariție sau de tipul cu stabilizator de tensiune și miliampermetru magnetoelectric — soluție care tinde să se generalizeze [2] ... [4].

În ultimul caz se folosește fie dependența reactanței de mărimea capacității de măsurat (C_x), fie principiul încărcării lui C_x, în ambele cazuri indicația faradmetrului depinzînd de frecvență, ceea ce impune asigurarea stabilității acesteia. În plus asemenea faradmetre au sensibilitate scăzută la 50 Hz (5 ... 10 mm/μF), iar pentru sporirea acesteia se recurge fie la creșterea frecvenței (adică la un generator încorporat), fie la un circuit de măsură cu rezonanță, ambele soluții avînd drept efect complicarea și scumpirea aparatului.

În lucrarea de față se prezintă un faradmetru cu circuit de măsură de tip C, alimentat la frecvența rețelei (50 Hz), la care pentru creșterea sensibilității se utilizează ca aparat final un voltmetru diferențial cu redresor. Acest faradmetru este mai simplu, mai robust și mai ieftin decît cele construite pînă în prezent și are aproximativ aceleași performanțe. Un asemenea aparat poate fi util la măsurări de mare serie (controlul condensatoarelor pe banda de fabricație a acestora, de exemplu), iar schema lui poate fi inclusă ca funcționalitate suplimentară la multimetrele analogice, cu avantajul (față de cele existente) de a permite și măsurarea capacităților mici (sute de pF).

2. Voltmetrul diferențial cu redresor (VDR)

Este o apariție relativ recentă [5] și se utilizează la compararea a două tensiuni alternative fie printr-o metodă de zero, fie printr-o metodă de deviație, după un principiu similar cu cel utilizat la compararea a doi curenți cu ajutorul galvanometrului diferențial.

Schema VDR este redată în fig. 1, unde U_1 şi U_2 sînt tensiunile alternative ce trebuie comparate. Se observă că aparatul este constituit din două punţi redresoare bialternanţă montate în opoziţie, în diagonala cărora este montat un microampermetru magnetoelectric, μA.

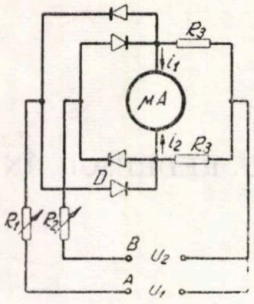


Fig. 1

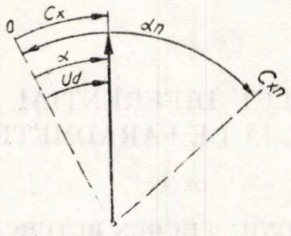


Fig. 2

Rezistenţele reglabile R_1 şi R_2 permit reglarea poziţiei de zero a aparatului, prin modificarea sensibilităţii punţilor redresoare şi anume : se leagă borna A cu borna B în scurtcircuit şi se aplică o singură tensiune alternativă, de exemplu U_1, după care se modifică una din cele două rezistenţe reglabile (cea din diagonala punţii mai sensibile) pînă cînd acul indicator arată zero. Este interesant de observat că poziţia de zero poate fi stabilită fie la începutul scării gradate fie la mijlocul acesteia, chiar dacă microampermetrul are poziţia naturală de zero la începutul scării gradate, ceea ce prezintă un mare avantaj practic. Pentru a reduce la minimum necesitatea reglării rezistenţelor menţionate este necesar ca diodele D să fie pe cît posibil identice.

Pornind de la teoria voltmetrului simplu cu redresor, se ajunge la ecuaţia de funcţionare a VDR :

$$\alpha = S_v(U_1 - U_2) = S_v U_d, \tag{1}$$

în care α reprezintă deviaţia (fig. 2), S_v — sensibilitatea VDR iar :

$$U_d = U_1 - U_2 \tag{2}$$

— tensiunea diferenţială ; în aceste relaţii, pentru simplificare, s-au notat cu U_1 şi U_2 valorile medii ale tensiunilor aplicate VDR.

3. Faradmetru cu o singură sensibilitate

3.1. Funcţionare

Schema faradmetrului cu o singură sensibilitate este reprezentată în fig. 3. Tensiunea stabilizată U_z(= 8 V), aplicată în circuitul de măsură format din condensatoarele C şi C_x, furnizează la ieşire două tensiuni : U_1, care creşte la creşterea lui C_x şi U_2, independentă de C_x. Aceste două tensiuni aplicate VDR produc o deviaţie dependentă de C_x şi independentă de frecvenţă, precum şi de variaţiile (în anumite limite ale) tensiunii de alimentare a transformatorului T.

Pentru ca circuitul de măsură să nu modifice forma de undă a tensiunii U_z — trapezoidală (fig. 4) — este necesar ca pe de o parte curenţii de intrare în VDR (i_1, i_2) să fie neglijabili în raport cu cei care circulă prin condensa-

toarele C, iar pe de alta, constanta de timp R_sC să fie mai mică decît o treime din timpul t_c de creștere a tensiunii U_z [6]. Prima cerință conduce la relația ($R_1 \approx R_2$):

$$\frac{1}{\omega C} \ll R_1 + R_D + R_{\mu A} + R_3 = \rho, \tag{3}$$

care poate fi concentrată sub forma

$$\frac{1}{\omega C} \leqslant 10\ \rho, \tag{3'}$$

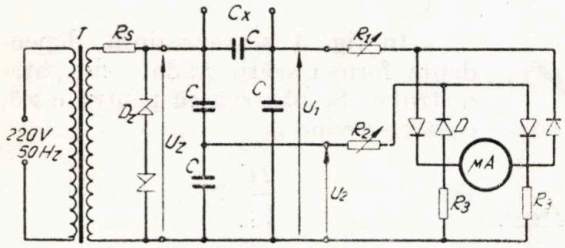


Fig. 3

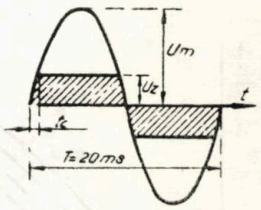


Fig. 4

unde $\omega = 2\pi/T$ reprezintă pulsația undei fundamentale a tensiunii U_z, R_D — rezistența în sens direct a diodelor D, $R_{\mu A}$ — rezistența interioară a microampermetrului iar celelalte notații au semnificația din fig. 3. Cum la stabilizatoarele Zenner este necesar ca $U_m/U_z = 2 \ldots 3$ [7], rezultă că t_c (fig. 4) va fi dat de relația $U_m/U_m \sin \omega t_c \approx 1/\omega t_c = 2 \ldots 3$, de unde pentru limita superioară se obține $t_c = 1/3\ \omega = 1/3 \cdot 314 \approx 1$ ms. Cu această precizare, cea de a doua condiție conduce la relația

$$R_sC \leqslant \frac{1}{3} = 0{,}33 \text{ ms}. \tag{4}$$

Din fig. 3, cu respectarea condițiilor (3) și (4), rezultă relația

$$U_1 - U_2 = U_z \frac{C_x}{2(2C + C_x)}$$

care asociată cu (1) conduce la ecuația de funcționare a faradmetrului:

$$\alpha = \frac{S_v U_z C_x}{2(2C + C_x)}. \tag{5}$$

3.2. Forma scării gradate

Pentru $\alpha = \alpha_n$ (fig. 2) relația (5) devine

$$\alpha_n = \frac{S_v U_z C_{xn}}{2(2C + C_{xn})}, \tag{5'}$$

de unde prin împărțirea expresiilor (5) și (5′) se obține ecuația de funcționare în mărimi raportate

$$\eta = \frac{(1 + a)\,\mu}{a + \mu}.$$

Aici s-au utilizat notațiile :

$$\eta = \frac{\alpha}{\alpha_n}, \qquad \mu = \frac{C_x}{C_{xn}}, \qquad a = \frac{2C}{C_{xn}}, \tag{7}$$

unde C_{xn} reprezintă valoarea nominală (cea înscrisă la finele scării gradate) a lui C_x (fig. 2).

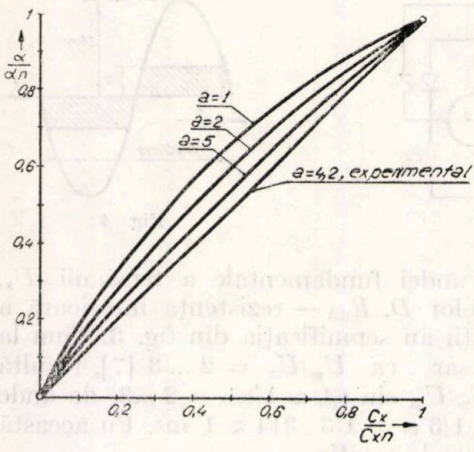


Fig. 5

În fig. 5 se reprezintă dependența formei scării gradate de parametrul a. Se observă că pentru $a \geqslant 5$, ceea ce revine la

$$\frac{2C}{C_{xn}} \geqslant 5, \tag{8}$$

scara faradmetrului este practic liniară, adică (5) poate fi transcrisă sub forma echivalentă

$$\alpha \approx \frac{S_v U_z}{4C} C_x. \tag{9}$$

Pe aceeași figură s-a reprezentat și caracteristica scării gradate obținută experimental pentru $a = 4{,}20$; se observă că este perfect liniară. Îmbunătățirea liniarității față de cea teoretică se datorește influenței neliniarității rezistenței R_D, care este de sens opus celei a curbelor $\eta(\mu)$.

3.3. Sensibilitatea și limitele de măsură

Relația (9) mai poate fi scrisă și sub forma :

$$\alpha = SC_x, \tag{9′}$$

unde

$$S = \frac{S_v U_z}{4C} \tag{10}$$

reprezintă sensibilitatea faradmetrului.

Limita superioară de măsură (C_{xn}) este impusă de condiția (8) unde C, după cum rezultă din (3′) și (4), trebuie să satisfacă inegalitatea

$$\frac{1}{10\,\omega\rho} \leqslant C \leqslant \frac{1}{9\,\omega R_s}, \tag{11}$$

din care pentru $\rho = 5$ kΩ (valoare obișnuită la VDR) și $R_s = 1$ kΩ, rezultă 64 nF $\leqslant C \leqslant$ 350 nF. Adoptînd $C = 100$ nF, din (8) rezultă că $C_{xn} \leqslant 40$ nF.

Dacă scara microampermetrului are 100 mm lungime și dacă se adoptă $C_{xn} = 40$ nF rezultă, conform cu (9'), o sensibilitate de 2,5 mm/nF, performanță comparabilă cu cea a faradmetrelor cu circuite rezonante la 50 Hz, sau cu cea a unor punți industriale lucrînd la 50 Hz [8] (faradmetrele nerezonante, la 50 Hz, au 5 ... 10 mm/μF).

3.4. Eroarea fundamentală

Logaritmînd și diferențiind (9), pentru $\alpha = \alpha_n$ se obține expresia erorii fundamentale a faradmetrului

$$\varepsilon = \frac{\Delta C_x}{C_{xn}} = \frac{\Delta S_v}{S_v} + \frac{\Delta U_z}{U_z} + \frac{\Delta C}{C} + \frac{\Delta \alpha}{\alpha_n}, \tag{12}$$

în care $\Delta S_v/S_v$ reprezintă eroarea fundamentală a VDR (1 ... 1,5%), $\Delta U_z/U_z$ — instabilitatea tensiunii U_z (0,2 ... 0,5%), $\Delta C/C$ — instabilitatea capacității C (0,2 ... 0,5%), iar $\Delta\alpha/\alpha_n$ — eroarea de citire (0,1 ... 0,5%).

Aparatul construit după schema din fig. 3 ($C_{nx} = 30$ nF, $\alpha_n = 60$ diviziuni, scară perfect liniară) se încadrează în clasa 2,5 ($\varepsilon = 2{,}2\%$), suficient de bună pentru numeroase aplicații industriale.

Datorită schemei diferențiale a aparatului final (VDR), influența factorilor perturbatori (variația temperaturii, a tensiunii stabilizate etc.), este mult atenuată.

4. Faradmetru cu mai multe sensibilități

Din relația (10) rezultă că sensibilitatea faradmetrului poate fi modificată prin intermediul parametrilor S_v, U_z sau C; dintre aceste trei căi primele două se dovedesc a fi mai practice.

În fig. 6 se prezintă schema unui faradmetru cu șapte trepte de sensibilitate ($C_{xn} = 10, 30, 100, 300, 1\,000, 3\,000$ și $10\,000$ nF), realizate prin modificarea tensiunii de intrare (U) la circuitul de măsură, cu ajutorul unui transformator suplimentar T_1 al cărui secundar este prevăzut cu șapte prize ce pot fi selectate cu ajutorul unui comutator K. Celelalte notații au semnificația din fig. 3. Sensibilitatea maximă are loc pentru K în poziția *1*, iar cea minimă pentru K în poziția *7*.

În fig. 7 se prezintă schema unui faradmetru cu patru sensibilități ($C_{xn} = 100, 300, 1\,000, 3\,000$ nF), obținute prin modificarea sensibilității S_v cu ajutorul unui șunt (S) în trepte, ce pot fi selectate cu un comutator (K), sensibilitatea maximă (100 nF) fiind obținută pentru K în poziția *1*. În scopul de a menține pe ρ constant — condiție impusă de (3') și (11) — s-a prevăzut o rezistență (R) ale cărei trepte sînt înseriate în circuit (pe măsura micșorării rezistenței microampermetrului șuntat) de asemenea cu ajutorul comutatorului K. Celelalte notații au semnificația din fig. 3.

Ambele scheme (fig. 6 și fig. 7) pot fi încorporate ca funcționalități suplimentare în multimetrele analogice de laborator cu avantajul, față de cele utilizate în prezent, de a permite și măsurarea capacităților mici (sute de pF).

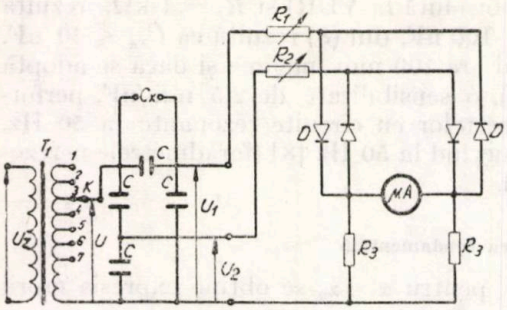


Fig. 6

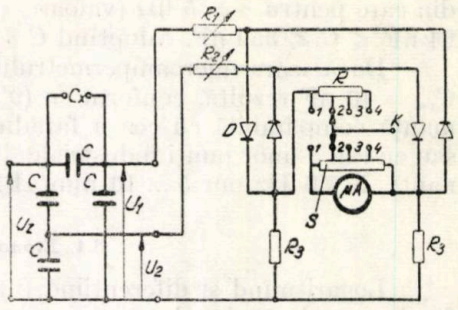


Fig. 7

5. Concluzii

Pe baza unui voltmetru diferențial cu redresor, ușor de realizat în practică, se poate construi un faradmetru simplu (cu una sau mai multe sensibilități), care chiar la 50 Hz și tensiune stabilizată de 6 ... 10 V, are o sensibilitate și o precizie suficient de bune pentru nevoile practicii industriale. Un asemenea faradmetru poate fi util la măsurarea rapidă a condensatoarelor în fluxul tehnologic de fabricație, precum și la verificarea acestora în cursul plantării lor în scheme electronice.

Primită la 28 mai 1976

Institutul politehnic, Iași
Catedra de Bazele electrotehnicii, măsuri și mașini electrice

BIBLIOGRAFIE

1. Фремке А. Ф., *Электрические измерения*. Изд. Энергия, Ленинград, 1973, 143.
2. Felea I. ș. a., *Circuite cu tranzistoare în industrie*. Vol. I, Ed. Tehn., Buc., 1963, 343—344.
3. Schreiber H., *Appareils électroniques à transistors*. Editions Radio, Paris, 1968, 184—185.
4. Alexiu I. ș.a., *Circuite cu semiconductoare în industrie. (Aparate de măsurat)*. Ed. Tehn., Buc., 1970, 108-116.
5. Vlădescu E. ș. a., *Măsuri electrice și electronice. Îndrumar de laborator*. Litogr. Inst. polit. Buc., 1971, 48.
6. Goldenberg M. L., *Teoria și calculul circuitelor de impulsuri*, (trad. din l. rusă). Ed. Tehn., Buc., 1972, cap. 1.
7. Richter W., *Heizspannungsstabilisierung mit Zennerdioden*. Radio und Fernsehen, 175—176 (1962).
8. *** Prospectul punții „Oripons", tip 1 432.

UTILISATION DU VOLTMÈTRE DIFFÉRENTIEL À REDRESSEUR POUR LA MESURE DES CAPACITÉS

(Résumé)

On y montre qu'en utilisant un voltmètre différentiel à redresseur on peut obtenir un faradmètre ayant une sensibilité assez bonne (2 ... 5 mm/nF), même à 50 Hz et dont l'indication est indépendente de la fréquence tandis que l'échelle est linéaire. On présente trois variantes d'un tel faradmètre en analysant ses performances et ses limites.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAȘI
Tomul XXIII (XXVII), Fasc. 1–2, 1977
Secția III
ELECTROTEHNICĂ
ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C.Z. 621.314.224.3

ASUPRA FUNCȚIONĂRII TRANSFORMATORULUI DE CURENT, NELINIAR, COMPENSAT ELECTRONIC, ÎN REGIM TRANZITORIU DE SCURTCIRCUIT APERIODIC

DE

ELENA LUCANU și ADRIAN CREȚU

1. Introducere

În [6], în urma studiului funcționării transformatorului de curent, *liniar*, compensat electronic, în regim tranzitoriu de scurtcircuit, a rezultat faptul că introducerea dispozitivului electronic de compensare a erorilor în schema sa electrică, conform montajelor propuse și analizate în [2], [3], [5] etc., are drept efect principal creșterea constantei de timp a transformatorului respectiv de la valoarea T la valoarea $T_\alpha \approx (1 + AN_3/N_2)\,T$ și, în mod corespunzător, micșorarea componentei periodice a curentului de magnetizare i_0 de același număr de ori.

În același timp, creșterea constantei de timp a transformatorului de curent determină micșorarea valorii maxime a componentei aperiodice a curentului său de magnetizare și, simultan, întîrzierea momentului trecerii prin valoarea maximă a acestui curent [1].

În cele ce urmează, pe baza acestor observații și prin aplicarea metodicii de calcul elaborate pentru cazul transformatoarelor de curent, *neliniare*, necompensate [1], se va calcula rezistența maximă posibil de conectat în secundarul unui transformator de curent neliniar, compensat electronic, al cărui primar este parcurs de un curent de scurtcircuit aperiodic, astfel încît valoarea relativă maximă a curentului de magnetizare al transformatorului respectiv să se mențină mai mică decît o anumită limită superioară, impusă inițial.

Rezultatele teoretice obținute vor permite aprecierea comportării, în regim tranzitoriu aperiodic, a transformatorului de curent, neliniar, compensat electronic.

2. Calculul rezistenței secundare în funcție de valoarea maximă a curentului de magnetizare, în regim de scurtcircuit aperiodic

În cazul unui regim de scurtcircuit aperiodic, ecuația diferențială a transformatorului, de curent neliniar, compensat electronic (fig. 1), obținută prin aplicarea teoremei de tensiuni a lui K i r c h h o f f circuitului secundar, are forma :

$$u_\alpha + e_2 = R_2 i_{2a} + L_2 \frac{\mathrm{d}i_{2a}}{\mathrm{d}t}, \tag{1}$$

în care :

$$u_\alpha = Ae_i = -A\frac{N_3}{N_2} s \frac{\mathrm{d}B}{\mathrm{d}t} \tag{2}$$

reprezintă tensiunea de compensare introdusă în secundarul transformatorului de curent , A fiind amplificarea în tensiune a dispozitivului electronic de compensare, s — secțiunea circuitului magnetic, iar B — inducția în miez,

$$e_2 = -\frac{\mathrm{d}\psi}{\mathrm{d}t} = -s\frac{\mathrm{d}B}{\mathrm{d}t} \tag{3}$$

— t.e.m. indusă în înfășurarea secundară N_2,

$$i_{2a} = \frac{N_1}{N_2}(i_{0a} - i_{1a} - i_{3a}) \approx \frac{N_1}{N_2}(i_{0a} - i_{1a}) \tag{4}$$

— curentul secundar în regim de scurtcircuit aperiodic (curentul i_{3a} din înfășurarea de indicator N_3 se poate neglija, impedanța de intrare a amplificatorului fiind de ordinul megohmilor [5]), iar R_2, L_2 — rezistența totală, respectiv inductanța totală a circuitului secundar.

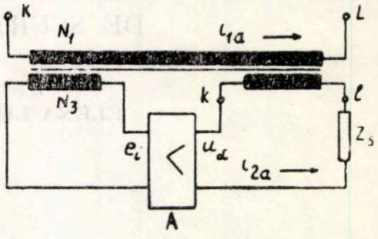


Fig. 1

Dacă în ecuația (1) se înlocuiesc u_α, e_2 și i_{2a} prin expresiile (2), (3), respectiv (4), rezultă :

$$\left(1 + A\frac{N_3}{N_2}\right) sN_2 \frac{\mathrm{d}B}{\mathrm{d}t} = R_2 \frac{N_1}{N_2}(i_{1a} - i_{0a}) + L_2 \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\left(\frac{N_1}{N_2} i_{1a} - \frac{N_1}{N_2} i_{0a}\right) \tag{5}$$

sau :

$$\left(1 + A\frac{N_3}{N_2}\right)\frac{\mathrm{d}B}{\mathrm{d}t} = \frac{R_2 l}{sN_2^2}\left(\frac{N_1 i_{1a}}{l} - \frac{N_1 i_{0a}}{l}\right) + \frac{L_2 l}{sN_2^2} \cdot \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\left(\frac{N_1 i_{1a}}{l} - \frac{N_1 i_{0a}}{l}\right). \tag{6}$$

Notînd cu :

$$R_{2s} = \frac{R_2 l}{sN_2^2} \quad \text{și} \quad L_{2s} = \frac{L_2 l}{sN_2^2} \tag{7}$$

valorile specifice ale rezistenței, respectiv inductanței secundare, l fiind lungimea circuitului magnetic, iar cu :

$$i_{1as} = \frac{N_1 i_{1a}}{l} \quad \text{și} \quad i_{0as} = \frac{N_1 i_{0a}}{l} \tag{8}$$

— valorile specifice ale curentului primar și de magnetizare, ecuația (6) devine :

$$\left(1 + A\frac{N_3}{N_2}\right)\frac{\mathrm{d}B}{\mathrm{d}t} = R_{2s}\,(i_{1as} - i_{0as}) + L_{2s}\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}(i_{1as} - i_{0as}). \tag{9}$$

În cazul regimului tranzitoriu de scurtcircuit aperiodic, curentul care parcurge primarul transformatorului va avea forma [1]:

$$i_{1a} = I_{1a}\, e^{-t/T_1}, \tag{10}$$

în care T_1 este constanta de timp a circuitului primar.

Înlocuind, în ecuația (9), curentul i_{1a} prin expresia sa (10) și apoi integrînd această ecuație de la momentul $t = 0$, cînd inducția în miez are valoarea B_0, pînă la momentul $t = t_{am}$ al atingerii valorii maxime i_{0am} a curentului de magnetizare, cînd inducția în miez ajunge la valoarea B_{am}, se obține:

$$\left(1 + A\frac{N_3}{N_2}\right)(B_{am} - B_0) = R_{2s} I_{1as}\left[\int_0^{t_{am}} e^{-t/T_1}\, dt - \int_0^{t_{am}} i_{0ar}\, dt + \right. \tag{11}$$

$$\left. + T_2\, e^{-t_{am}/T_1} - T_2 i_{0amr}\right],$$

unde cu:

$$i_{0ar} = \frac{i_{0as}}{I_{1as}} = \frac{i_{0a}}{I_{1a}} \tag{12}$$

s-a notat valoarea relativă a curentului de magnetizare, iar cu:

$$T_2 = \frac{L_{2s}}{R_{2s}} = \frac{L_2}{R_2} \tag{13}$$

— constanta de timp a circuitului parcurs de curentul secundar.

Dar, în cazul unui transformator de curent neliniar [1]:

$$\int_0^{t_{am}} i_{0ar}\, dt = \varkappa i_{0amr}\, t_{am}, \tag{14}$$

în care $\varkappa$ rezultă din relația empirică:

$$\varkappa = 0{,}7\, i_{0amr}^{0{,}148}.$$

Din (11), ținînd cont de (14), se obține:

$$R_{2s} = \frac{(1 + AN_3/N_2)(B_{am} - B_0)}{I_{1as}\left[(T_2 - T_1)\, e^{-t_{am}/T_1} + T_1 - \varkappa\, i_{0amr}\, t_{am} - T_2 i_{0amr}\right]}. \tag{15}$$

Totodată, pentru o anumită valoare a constantei de timp T_2, cunoscîndu-se R_{2s}, din (13) rezultă imediat și valoarea specifică L_{2s} a inductanței secundare.

3. Determinarea momentului t_{am}

Întrucît [1]:

$$e_2 = -\frac{d\psi}{dt} \approx -L_0(i_{0a})\frac{di_{0a}}{dt} \tag{16}$$

și, corespunzător,

$$u_\alpha = A\frac{N_3}{N_2}e_2 \approx -A\frac{N_3}{N_2}L_0(i_{0a})\frac{di_{0a}}{dt}, \tag{17}$$

din (1), ținînd cont de (4), (16) și (17), rezultă:

$$\left[\frac{N_1}{N_2}L_2 + \left(1 + A\frac{N_3}{N_2}\right)L_0(i_{0a})\right]\frac{di_{0a}}{dt} = \frac{N_1}{N_2}(i_{1a} - i_{0a})R_2 + \frac{N_1}{N_2}L_2\frac{di_{1a}}{dt}, \tag{18}$$

unde $L_0(i_{0a})$ reprezintă inductanța de magnetizare a transformatorului neliniar de curent.

Trecerea prin valoarea maximă a curentului de magnetizare i_{0a} are loc în momentul cînd derivata sa se anulează, adică atunci cînd:

$$\frac{di_{0a}}{dt} = 0, \tag{19}$$

condiție care, ținînd cont de (18), va conduce la ecuația:

$$i_{1a} - i_{0am} + T_2\frac{di_{1a}}{dt} = 0. \tag{20}$$

Din (20), prin substituirea curentului i_{1a} cu expresia sa (10), rezultă

$$I_{1a}e^{-t_{am}/T_1} - i_{0am} - \frac{T_2}{T_1}I_{1a}e^{-t_{am}/T_1} = 0. \tag{21}$$

Soluția ecuației (21) are forma:

$$t_{am} = -T_1\ln\left(\frac{T_1}{T_1 - T_2}i_{0amr}\right), \tag{22}$$

în care cu $i_{0amr} = i_{0am}/I_{1a}$ s-a notat valoarea maximă relativă a curentului de magnetizare.

Din (22) rezultă că momentul t_{am}, corespunzător trecerii prin valoarea maximă a curentului de magnetizare aperiodic i_{0a}, este determinat de valoarea maximă relativă i_{0amr} a acestui curent și de constantele de timp T_1 și T_2, fiind independent de inductanța de magnetizare neliniară $L_0(i_{0a})$ a transformatorului respectiv. În consecință, momentul t_{am} va depinde de aceiași factori, indiferent dacă transformatorul de curent este liniar sau neliniar.

Totodată, expresia analitică a momentului t_{am}, determinată pentru cazul transformatoarelor necompensate [1]:

$$t_{amn} = -T_1\ln\left(\frac{T_1}{T_1 - T_2}i_{0amrn}\right), \tag{23}$$

are o formă identică cu expresia (22) obținută mai sus, pentru cazul transformatoarelor de curent, compensate electronic.

Întrucît valorile constantelor de timp T_1 și T_2 nu sînt afectate de introducerea dispozitivului electronic de compensare a erorilor, din compararea expresiilor (22) și (23) rezultă :

$$\Delta t = t_{am} - t_{amn} = T_1 \ln \frac{i_{0amrn}}{i_{0amr}}, \tag{24}$$

unde cu Δt s-a notat întîrzierea momentului trecerii prin valoarea maximă a curentului de magnetizare aperiodic, introdusă de dispozitivul electronic de compensare. Diferența Δt este totdeauna pozitivă, respectiv $t_{am} > t_{amn}$, deoarece $i_{0amr} < i_{0amrn}$ și, în practică, unei reduceri a valorii maxime i_{0amr} a curentului de magnetizare îi corespunde totdeauna o creștere importantă a valorii timpului t_{am} [1].

4. Concluzii

Din (15), ținînd cont de (22), rezultă imediat expresia analitică finală a rezistenței specifice maxime R_{2s} care poate fi conectată în secundarul unui transformator de curent, neliniar, *compensat electronic*, respectiv :

$$R_{2s} = \frac{(1 + AN_3/N_2)(B_{am} - B_0)}{I_{1as}\left\{T_1 - i_{0amr}\left[T_1 + T_2 - \varkappa \ln\left(i_{0amr}\frac{T_1}{T_1 - T_2}\right)\right]\right\}}. \tag{25}$$

Totodată, rezistența specifică secundară R_{2sn}, posibil de introdus în secundarul unui transformator de curent, neliniar, *necompensat*, care ar funcționa în regim de scurtcircuit aperiodic pînă la aceeași valoare maximă relativă i_{0amr} a curentului său de magnetizare (deci, la aceleași valori B_0, respectiv B_{am}, ale inducției magnetice), rezultă din expresia [1] :

$$R_{2sn} = \frac{B_{am} - B_0}{I_{1as}\left\{T_1 - i_{0amr}\left[T_1 + T_2 - \varkappa \ln\left(i_{0amr}\frac{T_1}{T_1 - T_2}\right)\right]\right\}}. \tag{26}$$

Analiza comparativă a expresiilor (25) și (26) conduce la următoarele concluzii importante :

1. Introducerea dispozitivului electronic de compensare a erorilor în schema unui transformator de curent, neliniar, atunci cînd acesta funcționează în regim de scurtcircuit aperiodic, permite mărirea valorii maxime a rezistenței specifice care poate fi conectată în secundarul său, de la valoarea R_{2sn} la valoarea $R_{2s} = (1 + AN_3/N_2)\,R_{2sn}$ fără ca erorile sale de măsurare să crească peste limita admisă inițial. Această creștere va fi, evident, cu atît mai importantă cu cît amplificarea în tensiune, A, a dispozitivului electronic de compensare este mai ridicată.

2. Dacă transformatorul neliniar, compensat electronic, ar funcționa la aceeași rezistență specifică R_{2sn} ca și transforatorul similar, necompensat,

din (7) se constată că secțiunea miezului feromagnetic al transformatorului compensat poate fi redusă de $(1 + AN_3/N_2)$ ori, fără a influența prin aceasta comportarea în regim de scurtcircuit aperiodic a transformatorului respectiv.

3. În același timp, dacă se ține seama că utilizarea dispozitivului electronic de compensare are drept efect și întîrzierea momentului t_{am} al atingerii valorii maxime relative i_{0amr} a curentului de magnetizare (v. relația (24)), în cazul lichidării rapide a avariilor, această valoare maximă nici nu poate fi practic atinsă. În consecință, transformatorul de curent, compensat electronic, va putea funcționa de fapt la o rezistență specifică admisibilă R_{2sad} mai mare decît rezistența R_{2s}; valoarea rezistenței R_{2sad} se va calcula pentru un curent de magnetizare aperiodic $i_{0aad} < i_{0amr}$, momentul apariției acestui curent fiind marcat de un timp $t_{aad} < t_{am}$.

4. În final, se poate conchide că transformatoarele de curent, neliniare, compensate electronic, pot funcționa cu performanțe superioare celor realizate de transformatoarele similare, necompensate și în regim de scurtcircuit aperiodic.

În acest regim, ca și în regimul normal de funcționare [4], [5], introducerea dispozitivului electronic de compensare a erorilor va permite mărirea valorii rezistenței de sarcină a transformatorului compensat, de același număr de ori, determinat în principal de amplificarea în tensiune, A.

Primită la 19 mai 1976

Institutul politehnic, Iași,
Catedra de Bazele electrotehnicii,
măsuri și mașini electrice

BIBLIOGRAFIE

1. Стогний Б. С., *Анализ и расчет переходных режимов работы трансформаторов тока*. Изд. „Наукова думка", Киев, 1972.
2. Istvanfy Gy., Sluszkiewicz Th., *Fehlerverminderung bei Stromwandlern mit Hilfe einer „negativen Burde"*. Periodica Polytechnica, Ungaria, 7, *1*, 137–155 (1965).
3. Friedl R., *Stromwandlern mit elektronischer Fehlerkompensation*. Meßtechnik, **10**, 241 (1968).
4. Agafiței El., Crețu Adr., *Considerații asupra metodei electronice de compensare a erorilor transformatorului de curent*. Bul. Inst. polit. Iași, **XIX (XXIII)**, *3–4*, s. III, 87–95 (1973).
5. Crețu Adr., Agafiței El., *Cercetări referitoare la compensarea automată a erorilor transformatoarelor de curent prin utilizarea unui amplificator electronic de putere mică asociat cu un transformator auxiliar*. Bul. Inst. polit. Iași, **XX (XXIV)**, *3–4*, s. III, 59–67 (1974).
6. Lucanu El., Crețu Adr., *Considerații asupra funcționării în regim tranzitoriu de scurtcircuit a transformatorului de curent, liniar, compensat electronic*. Bul. Inst. polit. Iași, **XXII (XXVI)**, *1–2*, s. III, 57–62 (1976).

SUR LE FONCTIONNEMENT EN RÉGIME TRANSITOIRE DE COURT-CIRCUIT APÉRIODIQUE DU TRANSFORMATEUR DE COURANT, NON-LINÉAIRE, À COMPENSATION ÉLECTRONIQUE

(Résumé)

On étudie la comportement, en régime transitoire de court-circuit apériodique, du transformateur non-linéaire de courant à compensation électronique.

On détermine la résistance maximum admissible à connecter au secondaire du transformateur afin que son erreur maximum admissible ne dépasse pas une limite imposée.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXIII (XXVII), Fasc. 1–2, 1977
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ
ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

D.K. 621.313.325

EINIGE BETRACHTUNGEN ÜBER DEN BETRIEB DER KLEIN-EINPHASEN-RELUKTANZMASCHINE*)

VON

AL. SIMION, M. GROVU und SILVIU HARGHEL

1. Einleitung

Abb. 1 stellt schematisch eine Einphasen-Reluktanzmaschine dar, die auch unter der Bezeichnung „parametrische Maschine" [1] oder „Magnetmotor" [2] bekannt ist.

In der Fachliteratur wird der Vorgang der elektromechanischen Konversion an so einem Konverter in allen Einzelheiten analysiert, wobei er als ein parametrischer Kreis angenommen wird, das variable Parameter ist die Induktanz der Maschine.

Gewöhnlich unterscheidet man folgende Fälle: a) der durch die Maschine fließende Strom i ist sinusförmig, b) die Spannung u an den Klemmen $O-O'$ der Maschine ist sinusförmig. Der erste Fall bezieht sich, im besonderen, auf die Klein-Reluktanzmaschinen mit einer großen Anzahl von ausgeprägten Polen auf dem Ständer und auf dem Läufer, [3], wo die Induktanz geringe Schwankungen aufweist (der Modulationsgrad ist gering), während der Widerstand und die Streuungsreaktanz der Maschine groß sind. Der zweite Fall bezieht sich auf die Reluktanzmaschinen mit hohem Modulationsgrad, wobei der Widerstand und die Streuungsreaktanz vernachlässigbar sind.

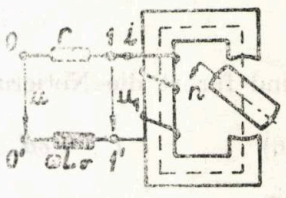


Abb. 1

In [1] werden die Bedingungen der elektromechanischen Konversion für beide Fälle untersucht und es wird gezeigt, daß im ersten Fall die elektromechanische Konversion stattfindet, wenn die Rotationsgeschwindigkeit des Läufers die Synchrongeschwindigkeit ist.

In vorliegender Arbeit wird dieser Fall auf eine neue Art behandelt wobei die Begriffe „komplexe Augenblickscheinleistung" und „elektromechanischer Zyklus" gebraucht werden.

2. Analyse des Vorgangs der elektromechanischen Konversion bei der Klein-Einphasen-Reluktanzmaschine mittels Komplexdarstellung der Augenblickscheinleistung

Es wird der stetige Betrieb des Konverters aus Abb. 1 analysiert, wenn die Rotationsgeschwindigkeit des Läufers n [U/s] ist, die Variationspulsation der Maschineninduktanz ist also $\Omega = 4\pi n$.

*) Mitgeteilt an der XIII. wissenschaftlichen Tagung der Technischen Hochschule Cluj-Napoca, den 21. – 23. Februar 1974.

Die Induktanz der Maschine variiert nach dem Gesetz :

$$L = L_0(1 + m\cos\Omega t), \tag{1}$$

wo :

$$L_0 = (L_{max} + L_{min})/2, \quad m = (L_{max} - L_{min})/(L_{max} + L_{min}) \tag{2}$$

— die Mittelinduktanz, bzw. der Modulationsgrad der Induktanz sind, während L_{max} und L_{min} die Höchst- bzw. Mindestwerte der Induktanz sind.

Man betrachtet den Strom i in der Form von :

$$i = \hat{I}\cos(\omega t + \alpha). \tag{3}$$

Man schreibt die in Abb. 1 dargestellte Gleichung des Kreises :

$$u = ri + L_\sigma \frac{di}{dt} + \frac{d(Li)}{dt}, \tag{4}$$

wo r und L_σ den Widerstand, bzw. die Streuungsinduktanz der Maschine darstellen. Man schreibt das letzte Glied des Ausdrucks (4) unter der Form :

$$u_1 = \hat{U}_1\cos\left(\omega t + \alpha + \frac{\pi}{2}\right) + \hat{U}_3\cos\left[(\Omega+\omega)t + \alpha + \frac{\pi}{2}\right] + \\ + \hat{U}_1'\cos\left[(\Omega - \omega)t - \alpha + \frac{\pi}{2}\right] \tag{5}$$

und führt die Notierungen :

$$\hat{U}_1 = \omega L_0\hat{I}, \quad \hat{U}_3 = \frac{\Omega+\omega}{2} mL_0\hat{I}, \quad \hat{U}_1' = \frac{\Omega-\omega}{2} mL_0\hat{I} \tag{6}$$

ein.

Um die vom Dipol aus Abb. 1 über die Klemmen *1-1'* ausgetauschten Leistungen zu bestimmen, verwenden wir den Ausdruck :

$$p = iu_1 \tag{7}$$

welcher in der Äquivalentform

$$p = \frac{1}{2}(\underline{s} + \underline{s}^*) \tag{8}$$

geschrieben werden kann, wo :

$$\underline{s} = \frac{1}{2}\underline{i}(\underline{u}_1 + \underline{u}_1^*) = p - jq, \quad \underline{s}^* = \frac{1}{2}\underline{i}^*(\underline{u}_1 + \underline{u}_1^*) = p + jq \tag{9}$$

als komplexe Augenblickscheinleistung, die in den Übertragungsprozeß der Leistung p eingeht, bzw. als deren Komplexkonjugierte definiert werden können [5]. Der Ausdruck (9_1) kann noch geschrieben werden :

$$\underline{s} = \underline{S} + \underline{s}_p, \tag{10}$$

wo :

$$\underline{S} = \frac{1}{T}\int_0^T \underline{s}\,dt \tag{11}$$

der Mittelwert der komplexen Augenblickscheinleistung ist, während $\underline{s}_p$ die schwankende komplexe Augenblickleistung darstellt.

Die Mittelwerte der Wirk- und Blindleistungen werden auf folgende Weise erzielt:

$$P = \mathcal{R}e(\underline{S}), \quad Q = -\mathcal{I}m(\underline{S}). \tag{12}$$

Wenden wir die doppelteindeutige Zuordnung $i \rightleftarrows \mathcal{R}e(\underline{i})$ an, ergibt sich:

$$i = \hat{I}e^{j(\omega t+\alpha)}, \tag{13}$$

$$\underline{u}_1 = \hat{U}_1 e^{j(\omega t+\alpha)} e^{j\pi/2} + \hat{U}_3 e^{j[(\Omega+\omega)t+\alpha]} e^{j\pi/2} + \hat{U}'_1 e^{j[(\Omega-\omega)t-\alpha]} e^{j\pi/2}, \tag{14}$$

$$\underline{u}_1^* = \hat{U}_1 e^{-j(\omega t+\alpha)} e^{-j\pi/2} + \hat{U}_3 e^{-j[(\Omega+\omega)t+\alpha]} e^{-j\pi/2} + \hat{U}'_1 e^{-j[(\Omega-\omega)t-\alpha]} e^{-j\pi/2}. \tag{14'}$$

Die komplexe Augenblickscheinleistung (9_1) wird:

$$\begin{aligned}\underline{s} = \frac{1}{2}\{&\hat{I}\hat{U}_1 e^{j(2\omega t+2\alpha)} e^{j\pi/2} + \hat{I}\hat{U}_3 e^{j[(\Omega+2\omega)t+2\alpha]} e^{j\pi/2} + \hat{I}\hat{U}'_1 e^{j\Omega t} e^{j\pi/2} + \\ &+ \hat{I}\hat{U}_1 e^{-j\pi/2} + \hat{I}\hat{U}_3 e^{-j\Omega t} e^{-j\pi/2} + \hat{I}\hat{U}'_1 e^{-j[(\Omega-2\omega)t-2\alpha]} e^{-j\pi/2}\}.\end{aligned} \tag{15}$$

Damit elektromechanische Konversion möglich ist, muß dieser Ausdruck während einer Periode $T = 2\pi/\omega$ einen von Null verschiedenen Mittelwert der Wirkleistung (also seines realen Teiles) besitzen. Es geht demnach hervor:

$$\Omega = 2\omega \text{ und } \alpha \neq 0, \tag{16}$$

der Läufer der Maschine muß sich also mit Synchrongeschwindigkeit drehen. Unter diesen Bedingungen wird der Ausdruck (11):

$$\underline{S} = \frac{1}{2}(\hat{I}\hat{U}'_1 e^{j2\alpha} + \hat{I}\hat{U}_1) e^{-j\pi/2} \tag{17}$$

und:

$$\begin{aligned}\underline{s}_p = \frac{1}{2}[&\hat{I}\hat{U}_3 e^{j(4\omega t+2\alpha+\pi/2)} + \hat{I}\hat{U}_1 e^{j(2\omega t+2\alpha+\pi/2)} + \hat{I}\hat{U}'_1 e^{j(2\omega t+\pi/2)} + \\ &+ \hat{I}\hat{U}_3 e^{-j(2\omega t+\pi/2)}].\end{aligned} \tag{18}$$

Trennen wir den realen und den imaginären Teil des Ausdrucks (17), erhalten wir:

$$P = \mathcal{R}e(\underline{S}) = \frac{1}{2}\hat{I}\hat{U}'_1 \sin 2\alpha, \quad Q = -\mathcal{I}m(\underline{S}) = \frac{1}{2}\hat{I}\hat{U}_1 + \frac{1}{2}\hat{I}\hat{U}'_1 \cos 2\alpha. \tag{19}$$

Demnach ist die von der Maschine über die Klemmen *1-1'* ausgetauschte Wirkleistung proportional mit der Größe $\hat{U}'_1$, die den Höchstwert

der nach der Blindkomponente von der Amplitude $\hat{U}_1$ um den Winkel 2α phasenverschobenen Komponente der Spannung u_1 darstellt. Zum Unterschied von den statischen Kreisen hat in denen mit veränderlicher Induktanz die Anwesenheit einer Phasenverschiebung α zwischen Induktanz und Strom das Auftreten einer elektromotorischen Spannung zur Folge, die eine dem Strom gleiche Frequenz aufweist, und um einen die Größe und den Richtungssinn der zwischen dem Kreis und der Umgebung ausgetauschten Wirkleistung definierenden Winkel $\pi/2 - 2\alpha$ dem Strom gegenüber phasenverschoben ist. In Abhängigkeit vom Plus- oder Minuszeichen des Winkels α, kann die Maschine als Motor oder als Generator funktionieren.

Im folgenden wird dasselbe Problem nun so studiert, daß eine Zeitharmonische der Spannung, zweiter Ordnung hervorgehoben wird, um dann nachher ihre Bedeutung im Prozeß der elektromechanischen Konversion zu zeigen.

Der Ausdruck (5) der Spannung u_1 kann unter den Form :

$$(20)\quad u_1=(\hat{U}_1-2\hat{U}_1'\cos 2\omega t)\cos(\omega t+\alpha+\pi/2)+(\hat{U}_1'+\hat{U}_3)\cos(3\omega t+\alpha+\pi/2)$$

geschrieben werden, wo das erste Glied eine Spannungswelle darstellt, die eine dem Strom gleiche Frequenz und eine zur Frequenz, welche derjenigen der Induktanz L ($\Omega = 2\omega$) gleichkommt, modulierten Amplitude besitzt, während das zweite Glied eine Komponente darstellt, welche die Frequenz 3ω aufweist und keine Wirk- oder Blindleistung in den Kreis übertragen kann.

Die Komplexdarstellung anwendend, erhalten wir :

$$(21)\quad \underline{u}_1 = (\hat{U}_1 - 2\hat{U}_1'\cos 2\omega t)\, e^{j(\omega t+\alpha+\pi/2)} + \frac{\hat{U}_1'+\hat{U}_3}{2}\,[e^{j(3\omega t+\alpha+\pi/2)} + e^{-j(3\omega t+\alpha+\pi/2)}],$$

$$(21')\quad \underline{u}_1^* = (\hat{U}_1 - 2\hat{U}_1'\cos 2\omega t)\, e^{-j(\omega t+\alpha+\pi/2)} + \frac{\hat{U}_1'+\hat{U}_3}{2}\,[e^{j(3\omega t+\alpha+\pi/2)} + e^{-j(3\omega t+\alpha+\pi/2)}].$$

Ziehen wir (9) und (13) in Betracht, folgern wir :

$$(22)\quad \underline{S} = \frac{1}{2}\underline{i}\underline{u}_1^* = \frac{1}{2}\hat{I}\hat{U}_1 e^{-j\pi/2} - \hat{I}\hat{U}_1'\cos 2\omega t\, e^{-j\pi/2} + \hat{I}\frac{\hat{U}_1'+\hat{U}_3}{4}[e^{-j2\omega t} - e^{j(4\omega t+2\alpha)}]\, e^{-j\pi/2}.$$

Aber $S = P - jQ$, so daß aus der Beziehung (22) hervorgeht :

$$(23)\quad P = 0, \quad Q = Q_0 - q_2 + q_2' - q_4',$$

wo :

$$(24)\quad Q_0 = \frac{\hat{I}\hat{U}_1}{2}, \quad q_2 = \hat{I}\hat{U}_1'\cos 2\omega t, \quad q_2' = \frac{\hat{I}(\hat{U}_1'+\hat{U}_3)}{4}e^{-j2\omega t},$$

$$q_4' = \frac{\hat{I}(\hat{U}_1'+\hat{U}_3)}{4}e^{j(4\omega t+2\alpha)};$$

Q_0 nennen wir Mittelblindleistung und q_2, q_2', q_4' — schwankende Leistungen von der Frequenz 2ω, bzw. 4ω. Demnach ist die Komponente von der Amplitude $\hat{U}_1$ der Spannung u_1, durch (20) bestimmt, blind, die Grundkomponente der Spannung u_1 nimmt also an der Übertragung der Wirkleistung in die Maschine nicht teil.

Nun wird das zweite Glied des Ausdrucks (10) in Betracht gezogen:

$$\underline{s}_p = \frac{1}{2}\underline{i}\,u_1 = \left[\frac{1}{2}\hat{I}\hat{U}_1 e^{j(2\omega t+2\alpha)} - \frac{1}{2}\hat{I}\hat{U}_1' e^{j(4\omega t+2\alpha)} - \frac{1}{2}\hat{I}\hat{U}_1' e^{j2\alpha} + \right.$$

$$\left. + \frac{1}{4}\hat{I}(\hat{U}_1' + \hat{U}_3) e^{j(4\omega t+2\alpha)} - \frac{1}{4}\hat{I}(\hat{U}_1' + \hat{U}_3) e^{-j2\omega t}\right] e^{j\pi/2}. \tag{25}$$

Aber:

$$\underline{s}_p = p_p - jq_p, \quad p_p = \mathcal{R}e\,(\underline{s}_p), \quad q_p = -\mathcal{I}m\,(\underline{s}_p), \tag{26}$$

so daß man erhält:

$$p_p = \frac{1}{2}\hat{I}\hat{U}_1' \sin 2\alpha, \quad q_p = \frac{1}{2}\hat{I}\hat{U}_1' \cos 2\alpha. \tag{27}$$

Demnach wird die Wirkleistung aus dem Kreis von der in der Spannungswelle erscheinenden Zeitharmonischen zweiter Ordnung übertragen, deren Amplitude zur Strompulsation ω, sowie auch zum Modulationsgrad der Induktanz, m, proportional ist.

Die Blindleistung erzielt man durch Summation der Ausdrücke (24_1) und (27_2), wobei die Beziehung (19_2) erhalten wird. Aus diesen Ausdrücken können die Höchstwerte der Leistungen, sowie auch der Wert des Leistungsfaktors hergeleitet werden.

3. Analyse des Vorgangs der elektromechanischen Konversion bei der Klein-Einphasen-Reluktanzmaschine mittels des Begriffs „elektromechanischer Zyklus"

In Abb. 2 werden im komplexen Plan die Größen $\underline{i}$ und $\underline{\psi}$ dargestellt, wo:

$$\underline{\psi} = L_0\hat{I}(1 + m\cos 2\omega t)\cos(\omega t + \alpha) \tag{28}$$

für den Fall $\alpha \neq 0$. Die Spitzen der beiden Vektoren bewegen sich auf einem Kreis $(1) - \underline{i}$ und auf einer Kurve $ABCD$, $(2) - \underline{\psi}$. Im Plan $\underline{\psi} - \underline{i}$ wird für eine Variationshalbperiode des Stromes i, $\omega t \in (-\pi/2, +\pi/2)$, die Abhängigkeit $\underline{\psi} = \underline{\psi}(\underline{i})$ in Abb. 3 dargestellt.

Den Begriff „elektromechanischer Zyklus" [4], [5] anwendend, wird für die von der geschlossenen Kurve $\underline{\psi}(\underline{i})$ begrenzten Fläche im Plan $\underline{\psi} - \underline{i}$, während einer Variationshalbperiode des Stromes festgestellt, daß in diesem Fall die Fläche des Zyklusses gleich Null ist, was bedeutet, daß die elektromechanische Konversionsenergie für $\alpha = 0$ Null ist.

In Abb. 4 sind die geometrischen Orte der Vektorenspitzen $\underline{i}$ — der Kreis (1) und $\underline{\psi}$ — die Kurve (2) für den Fall $\alpha = \pi/4$ dargestellt. In Abb. 5

wird die Abhängigkeit $\psi = \psi(i)$ für denselben Fall gezeigt, auf die Dauer einer Halbperiode $\omega t \in (-3\pi/4, \pi/4)$, mit fetter Linie, und auf die Dauer der zweiten Halbperiode $\omega t \in (\pi/4, 5\pi/4)$ — mit dünner Linie.

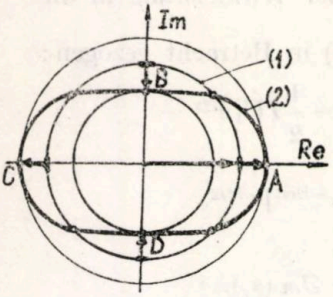


Abb. 2

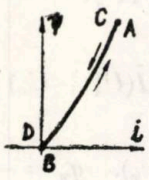


Abb. 3

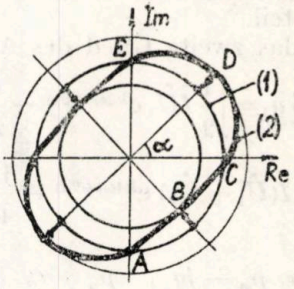


Abb. 4

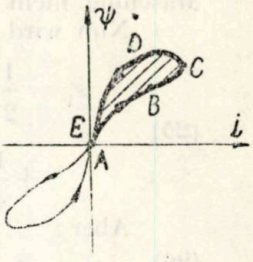


Abb. 5

Demnach ist für $\alpha \neq 0$ die Fläche des elektromechanischen Zyklusses verschieden von Null und kann, wenn $\omega t = \tau$ geschrieben wird, berechnet werden mit der Integrale:

$$(29) \qquad S = W = \oint i \mathrm{d}\psi = \int_{-3\pi/4}^{\pi/4} i(\tau)\, \mathrm{d}[L(\tau) i(\tau)] = \frac{1}{4} m\pi L_0 \hat{I}^2 \sin 2\alpha.$$

Die dieser Energie entsprechende Mittelwirkleistung ist:

$$(30) \qquad P = \frac{W}{T/2} = \frac{1}{4} m L_0 \omega \hat{I}^2 \sin 2\alpha.$$

Die dem elektromechanischen Zyklus entsprechende Koenergie geht hervor:

$$(31) \qquad W' = \oint \psi \mathrm{d}i = \int_{-3\pi/4}^{\pi/4} L(\tau) i(\tau)\, \mathrm{d}\,[i(\tau)] = -\frac{1}{4} m\pi L_0 \hat{I}^2 \sin 2\alpha.$$

Die dieser Koenergie entsprechende Mittelwirkleistung ist:

$$(32) \qquad P = -\frac{W'}{T/2} = \frac{1}{4} m L_0 \omega \hat{I}^2 \sin 2\alpha,$$

dieselbe wie die von (30) gegebene.

Demnach $W + W' = 0$, oder:

$$(33) \qquad \int_{-3\pi/4}^{\pi/4} \{i(\tau)\, \mathrm{d}\,[L(\tau)\, i(\tau)] + L(\tau) i(\tau)\, \mathrm{d}\,[i(\tau)]\} = 0.$$

Diese Beziehung kann noch geschrieben werden:

$$\int_{-3\pi/4}^{\pi/4} \left(\frac{\mathrm{d}w_r}{\mathrm{d}\tau}\right) \mathrm{d}\tau = 0, \tag{34}$$

wo :

$$w_r = \psi i \tag{35}$$

— die Augenblickblindenergie darstellt.

Die dem elektromechanischen Zyklus entsprechende Blindenergie geht hervor :

$$W_r = \int_{-3\pi/4}^{\pi/4} w_r \,\mathrm{d}\tau = \pi \frac{L_0 \hat{I}^2}{2} + \pi \frac{m L_0 \hat{I}^2}{4} \cos 2\alpha. \tag{36}$$

Die Mittelblindleistung ist :

$$Q = \frac{W_r}{T/2} = \frac{\omega L_0 \hat{I}^2}{2} + \frac{m\omega L_0 \hat{I}^2}{4} \cos 2\alpha. \tag{37}$$

Man stellt fest, daß die Ausdrücke (30) und (37) der Wirk- und Blindleistungen der Maschine identisch sind mit den Ausdrücken (19) derselben Leistungen, wo $\hat{U}_1$ und $\hat{U}_1'$ von (6) und (16) bestimmt werden.

Das Mittelmoment kann berechnet werden mittels der Beziehung:

$$M = \frac{W}{\pi} = \frac{1}{4} m L_0 \hat{I}^2 \sin 2\alpha. \tag{38}$$

Das Mittelmoment kann auch noch berechnet werden mit Hilfe der häufig gebrauchten Beziehung [6] :

$$M = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0 + T/2} \mathcal{M} \,\mathrm{d}t, \tag{39}$$

wo:

$$\mathcal{M} = \left(\frac{\partial w_m}{\partial \tau}\right)_{i=\text{konst.}}, \quad w_m = L(\tau)\, i^2(\tau).$$

Man erhält :

$$\mathcal{M} = -\frac{1}{2} m L_0 \hat{I}^2 \left[\sin 2\tau + \frac{1}{2} \sin (4\tau + 2\alpha) - \frac{1}{2} \sin 2\alpha\right], \tag{40}$$

wobei hervorgeht (38). Aus dieser Beziehung kann der Ausdruck (30) der Wirkleistung gefolgert werden.

4. Schlußfolgerungen

a) Es wird der Fall der Klein-Einphasen-Reluktanzmaschine untersucht, wobei die Bedingungen, unter denen die elektromechanische Konver-

sion stattfindet, hervorgehoben werden, vorausgesetzt, daß die Maschine mit Sinusstrom gespeist wird.

b) Man folgert die Ausdrücke der Wirk- und der Blindleistung, indem man die Komplexdarstellung der folgende Größen: Augenblickscheinleistung und schwankende Augenblickleistung gebraucht und dabei die Wirksamkeit dieser Begriffe im Studium der an die Energieübertragung im untersuchten Konverter gebundenen Vorgänge unterstreicht.

c) Es wird die Existenz einer Zeitharmonischen der Spannung zweiter Ordnung aufgezeigt, die eine wesentliche Rolle in der Energieübertragung zwischen Netz und Konverter spielt.

d) Es wird für diesen Konverter der Begriff „elektromechanischer Zyklus" gebraucht, wobei die Rolle der Energie, der Koenergie und der Blindenergie im Vorgang der elektromechanischen Konversion abgeleitet wird und die Ausdrücke der Wirk- und der Blindleistung bestimmt werden.

e) Schließlich wird mit Hilfe des allgemeinen Ausdrucks des elektromagnetischen Moments das Mittelmoment und die Wirkleistung der Maschine gefolgert, die mit den vorher abgeleiteten gleich sind.

Eingegangen am 6. September 1976

Technische Hochschule, Jassy,
Lehrstuhl für Grundlagein den Elektrotechnik,
Elektrische Messungen und Maschinen

LITERATURVERZEICHNIS

1. Marinescu M., Postelnicu P., *Despre diferite regimuri sincrone la motoare electrice monocircuite.* Bul. șt. al Acad. R.P.R., Seria Geol., Geogr., Biol., Șt. tehn. și agr. II, *4*, 217–230 (1950).
2. Müller G., *Elektrische Maschinen.* VEB-Verlag Technik, Berlin-Leipzig, 1965, Kap. 16.
3. Moraru A., *Contributions à la théorie du micromoteur synchrone ayant des pôles saillants sur le stator et sur le rotor.* Rev. roum. des sci. techn., s. Électrot. et Énerg., **11**, *1*, 43–57 (1966).
4. Nedelcu V., *Ein neues allgemeines Theorem der elektromechanischen Konversion.* WZE (D.D.R.), **13**, *3* (1969).
5. Nedelcu V., *O nouă teorie a motorului reactiv.* Electrotehnica, **17**, *5*, 170–178 (1969).
6. Seely S., *Electromechanical Energy Conversion.* Mc Graw-Hill Book Co., New York, 1962.

CÎTEVA CONSIDERAȚII ASUPRA FUNCȚIONĂRII MICROMAȘINII REACTIVE MONOFAZATE

(Rezumat)

Se analizează procesul de conversiune electromecanică la micromașina reactivă monofazată, parcursă de curent sinusoidal.

S-au dedus expresiile puterii active și reactive utilizînd reprezentarea în complex a puterii aparente instantanee. S-a scos în evidență existența unei armonice temporale de ordinul doi a tensiunii, armonică care joacă un rol esențial în transferul de energie între rețea și convertor.

S-a utilizat noțiunea de ciclu electromecanic pentru acest convertor, punîndu-se în evidență rolul energiei, coenergiei și al energiei reactive în procesul de conversiune electromecanică.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXIII (XXVII), Fasc. 1–2, 1977
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ
ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C.Z. 621.3.045.57 ; .621.3.013.5

CONSIDERAŢIUNI ASUPRA PERMEANŢELOR FLUXULUI DE SCĂPĂRI ALE ÎNFĂŞURĂRILOR DE TIP INEL UTILIZATE LA MOTOARELE LINIARE

DE

LORIN CANTEMIR şi GH. LIVINŢ

1. Introducere

În literatura de specialitate nu sînt indicate relaţii expeditive de calcul pentru determinarea permeanţelor fluxului de scăpări ale înfăşurărilor de tip „inel", utilizate la motoarele liniare. În lucrările în care se studiază permeanţele unor astfel de înfăşurări [1], [7], [10] sînt expuse metode de determinare a acestora, metode care solicită utilizarea mijloacelor moderne de calcul. Precizia determinărilor nu este riguroasă întrucît se pleacă de la o serie de ipoteze simplificatoare. În lucrarea de faţă, folosindu-se de asemenea unele ipoteze simplificatoare, se indică un procedeu expeditiv de determinare a permeanţelor fluxului de scăpări.

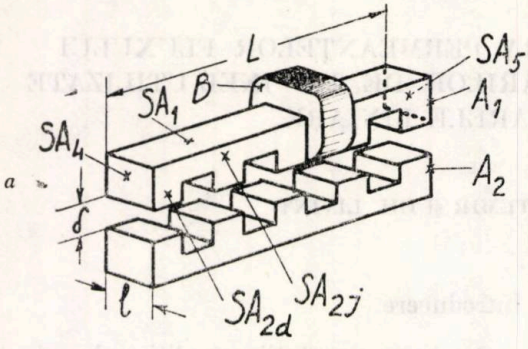
2. Ipoteze de calcul

Se presupune că spaţiul în care se închid liniile de forţă ale cîmpului magnetic creat de o bobină inductoare B, de tip inel, este limitat la un volum finit de formă ovoidă, circumscris inductorului motorului liniar. Acest volum se împarte în alte volume, ale căror permeanţe sînt calculabile cu relaţii simple. Pentru exemplificare se consideră două circuite magnetice A_1 şi A_2, identice, cu crestături complet deschise, plasate faţă în faţă şi despărţite printr-un întrefier de mărime δ (fig. 1 *a* şi 1 *b*). Se acceptă o singură bobină, B, de tip inel, introdusă în una din crestături.

Se consideră suprafaţa superioară a inductorului SA_1 şi suprafeţele lui laterale formate din : suprafeţele laterale ale jugului SA_{2j} şi SA_{3j}, precum şi suprafeţele laterale ale dinţilor, SA_{2d} şi SA_{3d}. Aceste suprafeţe sînt traversate de liniile de forţă ale fluxului de scăpări. Se neglijează fluxul de scăpări prin suprafeţele frontale SA_4 şi SA_5.

Ca flux de scăpări se mai consideră fluxul transversal prin crestătură, Φ_c, şi o parte din fluxul care se închide între doi dinţi alăturaţi, prin întrefier, notat cu Φ_d, flux ce nu intersectează indusul (fig. 2).

Se admite că fluxurile de scăpări ce traversează suprafețele SA_1, SA_{2j} și SA_{3j}, respectiv Φ_{s1}, Φ_{s2j}, Φ_{s3j}, se închid prin trei volume de formă semicilindrică care au ca secțiune axială suprafețele SA_1, SA_{2j} și SA_{3j} (fig. 3 *a*). Între aceste volume, la partea superioară a inductorului, pe ambele sale fețe, se află două sferturi de sferă SA_{2s} și SA_{3s} (fig. 3 *b*) prin care se închid fluxurile de scăpări Φ_{s2s} și Φ_{s3s}. Pentru volumele de formă semicilindrică și de forma unui sfert de sferă calculul permeanțelor este cunoscut.



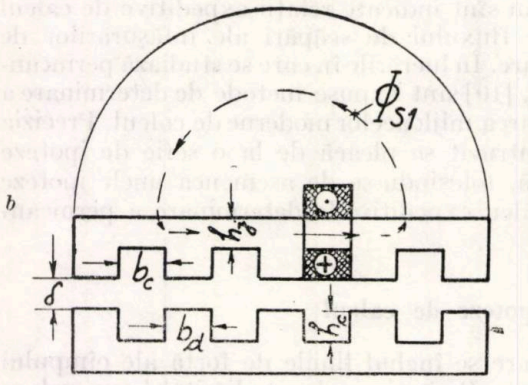


Fig. 1

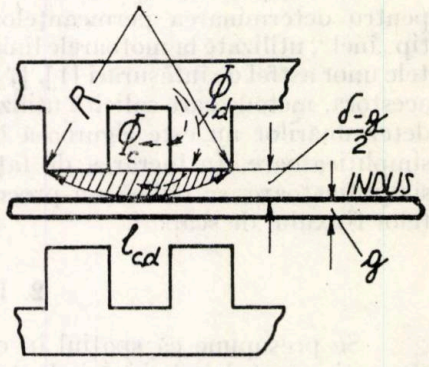


Fig. 2

Pentru suprafețele laterale ale dinților, SA_{2d} și SA_{3d}, se va indica, în cele de mai jos, un procedeu de calcul al fluxului de scăpări.

S-a neglijat fluxul de scăpări care se închide de la dinte la dinte în spațiul limitat de un plan ce trece prin suprafața frontală a tuturor dinților și un plan ce conține suprafața lor laterală.

3. Metoda de calcul

Conform fig. 1 *a* și 1 *b* și în baza lucrărilor [11], [12] permeanța volumului prin care se închide fluxul Φ_{s1} a unei singure bobine se poate calcula cu relația :

(1) $$\lambda_{s1} = 0{,}26\mu_0 l,$$

în care $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m reprezintă permeabilitatea magnetică a aerului iar l — lățimea inductorului.

Se demonstrează că indiferent de poziția crestăturii în care se află bobina considerată, lungimea medie a liniilor de forță ale fluxului de scăpări rămîne aceeași, dacă se admite că fluxul Φ_{s1} se închide numai în semicilindrul cu diametrul egal cu lungimea inductorului L.

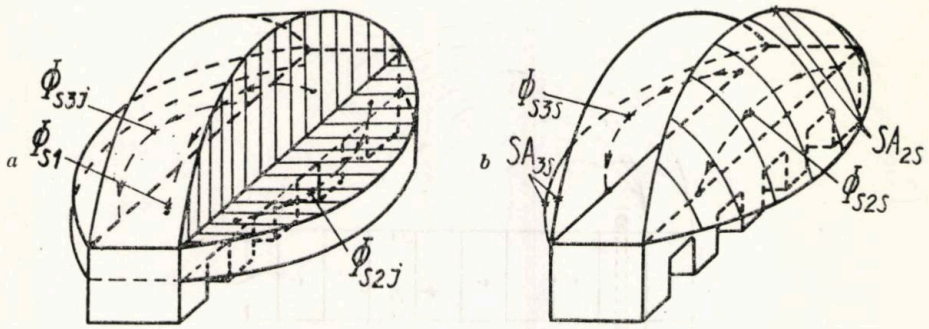


Fig. 3

Pentru fluxurile Φ_{s2j}, Φ_{s3j} ale unei singure bobine permeanțele se calculează similar, cu relația :

$$\lambda_{s23j} = 0{,}52\mu_0 h_j, \tag{2}$$

în care h_j este înălțimea jugului inductorului.

Permeanțele λ_{s23s} ale fluxurilor de scăpări ce se închid prin sferturile de sferă SA_{2s} și SA_{3s} se calculează cu expresia [11], [12] :

$$\lambda_{s23s} = 0{,}144\mu_0 L. \tag{3}$$

Considerînd crestături complet deschise permeanța corespunzătoare fluxului transversal prin crestătură, Φ_c, se determină cu relația [6], [9] :

$$\lambda_c = \mu_0 l h_c / b_c, \tag{4}$$

unde h_c și b_c reprezintă, respectiv, înălțimea și lățimea crestăturii.

Din fig. 2 rezultă că pentru calculul permeanței corespunzătoare fluxului de scăpări Φ_d se poate utiliza relația :

$$\lambda_d = \frac{\mu_0 V}{l_m^2} = \frac{2\mu_0 l \left[l_{cd} R - \frac{1}{2}(2b_d + b_c)(2R + g - \delta) \right]}{(2b_d + b_c + l_{cd})^2} \tag{5}$$

în care : V este volumul prin care se închide fluxul de scăpări, l_m — lungimea medie a liniilor de forță, δ — lungimea întrefierului, g — grosimea indusului. Mărimile R și l_{cd} se determină din construcția grafică, la scară, pentru motorul liniar studiat.

Pentru determinarea permeanțelor fluxului de scăpări ce traversează suprafețele laterale ale dinților, SA_{2d} și SA_{3d}, se consideră că fluxul care străbate suprafața laterală a unui dinte situat într-o parte a bobinei (de exemplu în partea stîngă — fig. 4) se închide prin toți ceilalți dinți ai inductorului din cealaltă parte a bobinei (în partea dreaptă — fig. 4). Volumele prin care se închid liniile de forță ale fluxurilor de scăpări Φ_{s2d} și Φ_{s3d} vor fi deci de formă semiinelară.

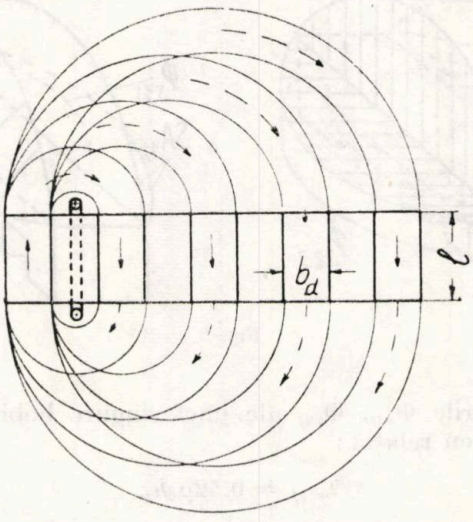


Fig. 4

Permeanțele corespunzătoare fluxului produs de o bobină vor depinde de poziția bobinei pe inductor. Pentru calculul permeanțelor volumelor de formă semiinelară, în [11], [12] se indică două relații de calcul în funcție de raportul în care se găsesc dimensiunile geometrice ale semiinelului considerat. Ținîndu-se seama că în realitate un inductor de motor liniar are un număr mare de dinți se adoptă o relație de forma :

$$\lambda = 2\mu_0 \frac{0{,}64 h_c b_d}{b_c + b_d}. \tag{6}$$

Această relație este valabilă pentru cazul în care bobina considerată este mărginită numai de doi dinți. În cazul cînd bobina este plasată în prima crestătură a unui inductor cu n_d dinți relația de calcul a permeanței totale capătă forma :

$$\lambda_{T_1} = 1{,}28\mu_0 h_c b_d \sum_{k=1}^{k=n_d-1} \frac{1}{k b_c + (k-1) b_d + b_d} = \frac{1{,}28\mu_0 h_c b_d}{b_c + b_d} \sum_{k=1}^{k=n_d-1} \frac{1}{k}. \tag{7}$$

În cazul în care bobina este plasată în crestătura i a inductorului permeanța totală se va putea determina cu o expresie de forma :

$$\lambda_{Ti} = 1{,}28\,\mu_0 \frac{h_c b_d}{b_c + b_d} \sum_{j=1}^{j=i} \sum_{k=j}^{k=(n_d-1)-i+j} \frac{1}{k}. \tag{8}$$

Avînd în vedere simetria circuitului magnetic, calculul acestor permeanțe, care depind de poziția bobinei, este necesar să fie efectuat numai pentru bobinele situate în crestăturile de pe o jumătate de inductor.

4. Exemple de calcul

Ținînd seama de dificultățile care intervin în calculul acestor ultime permeanțe, detaliile vor fi ilustrate prin cîteva exemple de calcul.

Astfel, considerînd mai multe inductoare cu 5, 7 și 13 dinți, prin aplicarea formulelor (7) și (8), se obțin următoarele rezultate pentru primele $(n_d - 1)/2$ crestături:

a) Pentru un inductor cu 4 crestături (motor liniar bifazat cu o pereche de poli):

1° Permeanța bobinei introduse în crestătura I:

$$\lambda_{T1} = \frac{1{,}28\mu_0 h_c b_d}{b_c + b_d}\left(1 + \frac{1}{2} + \frac{1}{3} + \frac{1}{4}\right) = 2{,}08\,\frac{1{,}28\mu_0 h_c b_d}{b_c + b_d}.$$

2° Permeanța bobinei introduse în crestătura II:

$$\lambda_{T2} = \frac{1{,}28\,\mu_0 h_c b_d}{b_c + b_d}\left[\left(1 + \frac{1}{2} + \frac{1}{3}\right) + \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{3} + \frac{1}{4}\right)\right] = 2{,}91\,\frac{1{,}28\mu_0 h_c b_d}{b_c + b_d}.$$

b) Pentru un inductor cu 6 crestături (motor liniar trifazat cu o pereche de poli):

1° Permeanța bobinei introduse în crestătura I:

$$\lambda_{T1} = \frac{1{,}28\,\mu_0 h_c b_d}{b_c + b_d}\left(1 + \frac{1}{2} + \frac{1}{3} + \frac{1}{4} + \frac{1}{5} + \frac{1}{6}\right) = 2{,}44\,\frac{1{,}28\mu_0 h_c b_d}{b_c + b_d}.$$

2° Permeanța bobinei introduse în crestătura II:

$$\lambda_{T2} = \frac{1{,}28\,\mu_0 h_c b_d}{b_c + b_d}\left[\left(1 + \frac{1}{2} + \frac{1}{3} + \frac{1}{4} + \frac{1}{5}\right) + \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{3} + \frac{1}{4} + \frac{1}{5} + \frac{1}{6}\right)\right] = 3{,}72\,\frac{1{,}28\,\mu_0 h_c b_d}{b_c + b_d}.$$

3° Permeanța bobinei introduse în crestătura III:

$$\lambda_{T3} = \frac{1{,}28\,\mu_0 h_c b_d}{b_c + b_d}\left[\left(1 + \frac{1}{2} + \frac{1}{3} + \frac{1}{4}\right) + \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{3} + \frac{1}{4} + \frac{1}{5}\right) + \left(\frac{1}{3} + \frac{1}{4} + \frac{1}{5} + \frac{1}{6}\right)\right] =$$

$$= 4{,}3\,\frac{1{,}28\mu_0 h_c b_d}{b_c + b_d}.$$

c) Efectuînd calcule similare pentru un inductor cu $n_d = 13$ dinți și utilizînd notația $1{,}28\,\mu_0 h_c b_d/(b_c + b_d) = K$ rezultă următoarele expresii ale permeanțelor bobinelor din primele șase crestături:

$\lambda_{T1} = 3{,}08\,K$, $\lambda_{T2} = 5{,}12\,K$, $\lambda_{T3} = 6{,}53\,K$, $\lambda_{T4} = 7{,}53\,K$, $\lambda_{T5} = 8{,}16\,K$ și $\lambda_{T6} = 8{,}47\,K$.

5. Concluzii

Se propune o metodă simplă și expeditivă care permite calculul rapid al permeanțelor de scăpări ale unei înfășurări de tip inel, cu o aproximație convenabilă.

Chiar şi în cazul permeanţelor fluxului de scăpări ce se închide prin suprafeţele laterale ale dinţilor calculul nu prezintă dificultăţi.

Primită la 21 octombrie 1976

Institutul politehnic, Iaşi,
Catedra de utilizările energiei electrice şi automatizări

BIBLIOGRAFIE

1. Braess H., *Über das Betriebsverhalten der Wanderfeldmaschine mit veränderlicher magnetischer Leitfähigkeit.* Diss., T.U. Braunschweig, 1970.
2. Builov A. I., *Principiile de construcţie ale aparatelor electrice,* (trad. din l. rusă). EES, Buc. 1954.
3. Deleroi W., Hübner K. D., *Einfluß der Ständerwicklungsanärnung auf das Betriebsverhalten von asynchronen Linearmotoren.* E.T.Z.-A, *11,* 601—606 (1974).
4. Dîmboiu E., *Contribuţii la studiul motorului liniar plan cu cîmp mobil.* Teză de doctorat, I.P. Braşov, 1970.
5. Dîmboiu E., Bidian D., *Studiul armonicilor de spaţiu la motoarele liniare cu cîmp mobil.* St. şi cercet. de energ. şi electrot. **21,** *4,* 907—921 (1971).
6. Dordea T., *Maşini electrice.* EDP, Buc., 1970.
7. Lang A., *Einfluß der Streufelder auf Entwurf und Betriebsverhalten.* Diss., T.U. Braunschweig, 1973.
8. Mosebach H., *Effekte der endlichen Länge und Breite bei asynchronen Linearmotoren in Kurzständer und Kurzläuferbauform.* Diss., T.U. Braunschweig, 1972.
9. Richter R., *Maşini electrice,* (trad. din l. germană). Vol. I, Ed. Tehn., Buc., 1958.
10. Sabonnadière J. C., *Contribution à l'étude des moteurs asynchrones linéaires.* Thèse, Fac. Sci., Grenoble, 1969.
11. *** *Îndreptar electrotehnic,* (trad. din l. rusă). EES, Buc., 1955.
12. *** *Manualul inginerului electrician.* Vol IV, Ed. Tehn., Buc., 1956.

CONSIDÉRATIONS SUR LES PERMÉANCES DU FLUX DE FUITES DES ENROULEMENTS EN ANNEAUX UTILISÉS AUX MOTEURS LINÉAIRES

(Résumé)

On propose une méthode simplifiée de calcul des perméances du flux de fuites des enroulements en anneaux. On donne les relations de calcul nécessaires.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXIII (XXVII), Fasc. 1–2, 1977
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ
ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C.D. 538.244.2 : 531.32

L'ÉTUDE DES POSSIBILITÉS D'OBTENIR LA VIBRATION DE L'ARMATURE MOBILE DES ÉLECTRO-AIMANTS DE COURANT CONTINU

PAR

EUGEN HNATIUC

1. Generalités

D'habitude l'idée de vibration de l'armature mobile suggère tout d'abord la notion d'électro-aimant de courant alternatif. Mais on constate que, pour certaines conditions, on peut obtenir aussi le fonctionnement des électro-aimants de courant continu en régime de vibration de leur armature mobile. Le bût de cette Note est justement d'étudier cet aspect du fonctionnement des électro-aimants de courant continu.

2. Les équations de fonctionnement des électro-aimants de courant continu

Soit un électro-aimant de type U—I ayant une armature mobile de translation, considérée comme un système électromécanique à deux degrés de liberté, l'un électrique, le courant électrique $i(t)$ ou la charge électrique $q(t)$ et l'autre mécanique, le déplacement $x(t)$ de sa armature mobile, représenté dans la fig. 1.

À l'aide des principes de la mécanique analitique on peut écrire les équations de fonctionnement du système sous la forme suivante :

$$(1)\quad \begin{cases} \dfrac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\left(\dfrac{\partial T}{\partial \dot{x}}\right) - \dfrac{\partial T}{\partial x} = -\dfrac{\partial P}{\partial x} - \dfrac{\partial \mathcal{R}}{\partial \dot{x}} + Q_x, \\ \dfrac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\left(\dfrac{\partial T}{\partial \dot{q}}\right) - \dfrac{\partial T}{\partial q} = -\dfrac{\partial P}{\partial q} - \dfrac{\partial \mathcal{R}}{\partial \dot{q}} + Q_q, \end{cases}$$

où :

$$(2)\qquad T(\dot{x},\ \dot{q}) = \frac{1}{2} M\dot{x}^2(t) + \frac{1}{2} L(x)\dot{q}^2(t)$$

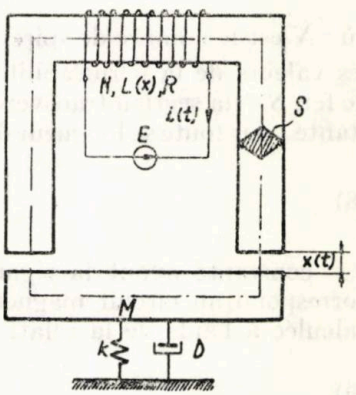


Fig. 1

représente l'énergie cinetique totale du système, M — la masse de l'armature mobile de l'électro-aimant, $L(x)$ — l'inductance de la bobine de l'électro-aimant,

$$P(x,\ q) = \frac{1}{2} k[x(t) - b]^2 \tag{3}$$

— l'énergie potentielle du système, k — la constante élastique du ressort fixé sur l'armature mobile de l'électro-aimant, b — la position de l'armature mobile de l'électro-aimant pour laquelle la force développée par ressort est nule, $\mathcal{R}(\dot{x},\ \dot{q})$ — la fonction de dissipation de R a y l e i g h, qui pour le système considéré est de la forme :

$$\mathcal{R}(\dot{x},\ \dot{q}) = \frac{1}{2} D\dot{x}^2(t) + \frac{1}{2} R\dot{q}^2(t), \tag{4}$$

avec : D — constante qui caractérise l'amortissement mécanique du système, R — la valeur de la résistence électrique du circuit de la bobine de l'électro-aimant,

$$Q_x = Mg \tag{5}$$

— la force qui correspond à la coordonnée generalisée $x(t)$, en représentant le poids de l'armature mobile de l'électro-aimant,

$$Q_q = E = \text{const.} \tag{6}$$

— la force qui correspond à la coordonnée generalisée $q(t)$, la tension de la source du circuit de la bobine de l'électro-aimant.

Dans les relations écrites ci-dessus les dérivées des fonctions $x(t)$ et $q(t)$ par rapport à la variable t, le temps, sont notées par $\dot{x}(t)$, respectivement $\dot{q}(t)$.

On peut donc calculer la valeur $L(x)$ de l'inductance de la bobine de l'électro-aimant à l'aide de la relation :

$$L(x) = \frac{N^2\mu_0\mu_{Fe}S}{\mu_0 l_{Fe} + 2\mu_{Fe}\, x\,(t)} = \frac{N^2\mu_0 S}{2[a + x(t)]} = \frac{L'}{x(t) + a}, \tag{7}$$

où : N est le nombre de spires de l'enroulement de l'électro-aimant, μ_0, μ_{Fe} — les valeurs de la perméabilite magnétique de l'air respectivement du noyau de fer, S — la section transversale du circuit magnétique, qu'on suppose constante pour toute sa longueur de fer (l_{Fe}), L' — constante définie par la relation :

$$L' = \frac{N^2\mu_0 S}{2}, \tag{8}$$

a — constante ayant la signification d'un entrefer parasite équivalent qui correspond au circuit magnétique de fer de l'électro-aimant et peut être calculée à l'aide de la relation :

$$a = \frac{1}{2} \cdot \frac{\mu_0}{\mu_{Fe}} l_{Fe}. \tag{9}$$

On peut écrire le système d'équations (1) sous la forme :

$$(10)\quad \begin{cases} M\ddot{x}(t) + D\dot{x}(t) + k[x(t) - b] + \frac{1}{2} \cdot \frac{L'}{[x(t)+a]^2} i^2(t) = Mg, \\ \frac{L'}{x(t)+a}\dot{i}(t) + \left\{ R - \frac{L'\dot{x}(t)}{[x(t)+a]^2} \right\} i(t) = E, \end{cases}$$

où l'on a tenu compte des relations :

$$(11)\qquad i(t) = \frac{dq(t)}{dt}, \qquad \dot{i}(t) = \frac{di(t)}{dt}.$$

Il faut mentionner que pour écrire ces équations on suppose que le système résiste de point de vue thermique et on néglige la nonlinéarité de la caractéristique de magnétisation du matériel du noyau magnétique.

3. Possibilités d'obtenir des oscillations de l'armature mobile

La position d'équilibre du système est définie par les relations :

$$(12)\qquad k(x_0 - b) + \frac{1}{2} \cdot \frac{L' I_0^2}{(x_0+a)^2} = Mg, \qquad RI_0 = E,$$

ou :

$$(13)\qquad k(x_0 - b) + \frac{1}{2} \cdot \frac{L'}{(x_0+a)^2} \cdot \frac{E^2}{R^2} = Mg.$$

Il en résulte que la position d'équilibre x_0 est obtenue comme solution d'une équation algébrique de troisième degré. On a montré [6], [7] que dans le voisinage de cette position la solution $x(t)$ de l'équation différentielle (10_1) peut être écrite sous la forme :

$$(14)\qquad x(t) = x_0 + x_1(t), \quad |x_1(t) \ll x_0|,$$

avec

$$(15)\quad x_1(t) = x_1 \cos \omega t + x_2 \cos 2\omega t + x_3 \cos 3\omega t + \ldots, \; \omega \approx \sqrt{\frac{k}{M} - \frac{2L'E^2}{3MR^2(x_0+a)^3}}.$$

Si l'on néglige les composantes de pulsations 2ω, 3ω,..., on trouve la solution approximative :

$$(16)\qquad x(t) = x_0 + x_1 \cos \omega t = x_0(1 + \varepsilon \cos \omega t), \quad \varepsilon = \frac{x_1}{x_0} \ll 1.$$

La linéarisation du système d'équations (10), obtenue par développement en série T a y l o r de tous les termes dans le voisinage de la position (x_0, I_0) [2], fournit pour la solution $i(t)$ la même loi de variation par rapport au temps que pour la solution $x(t)$, c'est-à-dire :

$$(17)\qquad i(t) = I_0(1 + \varepsilon \cos \omega t), \qquad \varepsilon \ll 1.$$

En remplaçant l'expression (17) du courant $i(t)$ dans l'équation (10_1) il est possible d'obtenir de nouvelles informations en ce qui concerne le fonctionnement de l'électro-aimant de courant continu en régime de vibration de sa armature mobile. On considère maintenant la solution $x(t)$ de la forme:

$$x(t) = x_0 + y(t) \tag{18}$$

avec la valeur x_0 donnée par la relation (12). L'équation (10_1) devient :

$$M\ddot{y}(t) + D\dot{y}(t) + ky(t) + \frac{L'I_0^2}{2(x_0+a)^2} \cdot \frac{1}{[1+y(t)/(x_0+a)]^2} (1+\varepsilon\cos\omega t)^2 = \\ = Mg - k(x_0 - b). \tag{19}$$

En tenant compte des équations (12) et des relations approximatives :

$$\frac{1}{[1+y(t)/(x_0+a)]^2} \approx \frac{1}{1+2y(t)/(x_0+a)} \approx 1 - \frac{2y(t)}{x_0+a} + \\ + \frac{4y^2(t)}{(x_0+a)^2} - \frac{8y^3(t)}{(x_0+a)^3} + \ldots, \tag{20}$$

si l'on retient encore seulement les premiers deux termes et on accepte l'approximation

$$(1 + \varepsilon\cos\omega t)^2 \approx 1 + 2\varepsilon\cos\omega t \tag{21}$$

l'équation différentielle (19) s'écrit sous la forme :

$$\ddot{y}(t) + 2\beta\dot{y}(t) + \left[\omega_0^2 - \frac{L'I_0^2}{M(x_0+a)^3} - \frac{2L'I_0^2}{M(x_0+a)^3}\varepsilon\cos\omega t\right] y(t) = \\ = -\frac{L'I_0^2\varepsilon}{M(x_0+a)^2}\cos\omega t, \tag{22}$$

avec :

$$2\beta = \frac{D}{M}, \quad \omega_0^2 = \frac{k}{M}. \tag{23}$$

On a obtenu donc une équation différentielle du deuxième ordre, de type M a t h i e u, qui, compte tenu des substitutions :

$$\begin{cases} y(t) = e^{-\beta t} z(t), \ \omega t = \tau, \ \nu = \dfrac{\omega_0}{\omega}, \ \lambda = \nu^2\left(1 - \dfrac{\beta^2}{\omega_0^2}\right) - \dfrac{L'I_0^2}{\omega^2 M(x_0+a)^3}, \\ \mu = -\dfrac{2L'I_0^2\varepsilon}{\omega^2 M(x_0+a)^3} < 0 \end{cases} \tag{24}$$

peut être écrite sous la forme canonique :

$$\frac{d^2z(\tau)}{d\tau^2} + (\lambda + \mu\cos\tau)\, z(\tau) = -\frac{L'I_0^2\varepsilon}{\omega^2 M(x_0+a)^2} e^{\frac{\beta}{\omega}\tau}\cos\tau. \tag{25}$$

La solution $z(\tau)$ de l'équation différentielle (25) est une combinaison linéaire entre la solution de l'équation homogène, $z_l(\tau)$,et la solution de l'équation nonhomogène, $z_f(\tau)$:

$$z(\tau) = z_l(\tau) + z_f(\tau), \quad \text{avec} \quad z_f(\tau) = e^{\frac{\beta}{\omega}\tau} z_f'(\tau). \tag{26}$$

Par conséquent la solution $y(t)$ de l'équation différentielle (22) sera :

$$y(t) = e^{-\beta t} z(\omega t) = e^{-\beta t} y_l(\omega t) + y_f'(\omega t). \tag{27}$$

La stabilité de cette solution sera conditionnée de la stabilité du terme $e^{-\beta t}\, y_l(t)$, donc de la forme de la solution de l'équation M a t h i e u homogène, (v. rel. (25)) :

$$\frac{d^2 z(\tau)}{d\tau^2} + (\lambda + \mu \cos \tau)\, z(\tau) = 0. \tag{28}$$

La forme de la solution de l'équation homogène (28) dépend de la position du point de coordonnées (λ, μ) dans le plan $(\lambda O \mu)$ par rapport aux courbes qui séparent les domaines de stabilité et d'instabilité des solutions $z(\tau)$, [3] ... ... [5]. On observe que les points de coordonnées (λ, μ) se trouvent toujours sur les droites d'un faisceau dont l'équation est :

$$\lambda = \nu^2 \left(1 - \frac{\beta^2}{\omega_0^2}\right) + \frac{\mu}{2\varepsilon}, \quad \varepsilon \ll 1. \tag{29}$$

Si l'on représente (fig. 2) les courbes qui séparent les domaines de stabilité et d'instabilité des solutions $z(\tau)$ de l'équation M a t h i e u (28) et les droites du faisceau (29) qui passent toujours par le point $A\,[\nu^2(1 - \beta^2/\omega_0), 0]$, on peut calculer les valeurs λ et μ qui correspondent aux points d'intersection de ces courbes et les droites (29). En tenant compte des valeurs sous-unitaires du paramètre ε, la valeur $\varepsilon = 1$ en correspondant à l'enclenchement de l'électro-aimant, et aussi des valeurs negatives du paramètre μ (v. rel. (24)), présentent intérêt seulement les points appartenant au quatrième cadran du plan $(\lambda O \mu)$.

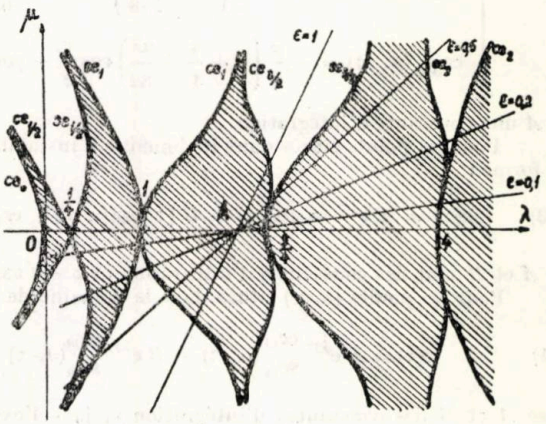


Fig. 2

Les coordonnées de ces points sont les solutions des systèmes d'équations :

$$(30)\quad \mathrm{se}_{1/2}\begin{cases}\lambda = \frac{1}{4} + \frac{1}{2}\mu - \frac{1}{8}\mu^2,\\ \lambda = \nu^2\left(1 - \frac{\beta^2}{\omega_0^2}\right) + \frac{\mu}{2\varepsilon},\end{cases} \quad \mathrm{se}_1\begin{cases}\lambda = 1 - \frac{1}{12}\mu^2,\\ \lambda = \nu^2\left(1 - \frac{\beta^2}{\omega_0^2}\right) + \frac{\mu}{2\varepsilon},\end{cases} \quad \mathrm{se}_{3/2}\begin{cases}\lambda = \frac{9}{4} + \frac{1}{16}\mu^2 + \frac{1}{32}\mu^3,\\ \lambda = \nu^2\left(1 - \frac{\beta^2}{\omega_0^2}\right) + \frac{\mu}{2\varepsilon},\end{cases}$$

$$(30')\quad \mathrm{ce}_{1/2}\begin{cases}\lambda = \dfrac{1}{4} - \dfrac{1}{2}\mu - \dfrac{1}{8}\mu^2,\\ \lambda = \nu^2\left(1 - \dfrac{\beta^2}{\omega_0^2}\right) + \dfrac{\mu}{2\varepsilon},\end{cases} \quad \mathrm{ce}_1\begin{cases}\lambda = 1 + \dfrac{5}{12}\mu^2,\\ \lambda = \nu^2\left(1 - \dfrac{\beta^2}{\omega_0^2}\right) + \dfrac{\mu}{2\varepsilon},\end{cases} \quad \mathrm{ce}_{3/2}\begin{cases}\lambda = \dfrac{9}{4} + \dfrac{1}{16}\mu^2 + \dfrac{1}{32}\mu^3,\\ \lambda = \nu^2\left(1 - \dfrac{\beta^2}{\omega_0^2}\right) + \dfrac{\mu}{2\varepsilon}.\end{cases}$$

Par conséquent les solutions approximatives de l'équation M a t h i e u seront [5]:

$$(31)\qquad z(\tau) = A\,\mathrm{se}_m^{\mathrm{ce}_m}(\mu, \delta), \qquad \left(m = \frac{1}{2},\ 1,\ \frac{3}{2},\ 2, \ldots\right),$$

$\mathrm{se}_m(\mu, \delta)$ et $\mathrm{ce}_m(\mu, \varepsilon)$ en étant les fonctions M a t h i e u de première espèce :

$$(32)\quad \begin{cases}\mathrm{se}_{1/2}(\mu, \tau) = \sin\dfrac{\tau}{2} + \dfrac{\mu}{4}\sin\dfrac{3\tau}{2} + \dfrac{\mu^2}{16}\left(\sin\dfrac{3\tau}{2} + \dfrac{1}{3}\sin\dfrac{5\tau}{2}\right) + \ldots,\\ \mathrm{se}_1(\mu, \tau) = \sin\tau + \dfrac{\mu}{6}\left(1 - \dfrac{5\mu^2}{288}\right)\sin 2\tau + \dfrac{\mu^2}{96}\sin 3\tau + \ldots,\\ \mathrm{se}_{3/2}(\mu, \tau) = -\dfrac{\mu}{4}\left(1 + \dfrac{\mu}{4} + \dfrac{\mu^2}{32}\right)\sin\dfrac{\tau}{2} + \sin\dfrac{3\tau}{2} + \dfrac{\mu}{8}\left(1 + \dfrac{7\mu^2}{320}\right)\sin\dfrac{5\tau}{2} + \ldots,\\ \mathrm{ce}_{1/2}(\mu, \tau) = \cos\dfrac{\tau}{2} + \dfrac{\mu}{4}\left(1 - \dfrac{\tau}{4}\right)\cos\dfrac{3\tau}{2} + \dfrac{\mu^2}{48}\cos\dfrac{5\tau}{2} + \ldots,\\ \mathrm{ce}_1(\mu, \tau) = \cos\tau + \dfrac{\mu}{6}\left(1 + \dfrac{43\mu^2}{288}\right)\cos 2\tau + \dfrac{\mu^2}{96}\cos 3\tau + \ldots,\\ \mathrm{ce}_{3/2}(\mu, \tau) = -\dfrac{\mu}{4}\left(1 + \dfrac{\mu}{4} + \dfrac{\mu^2}{32}\right)\cos\dfrac{\tau}{2} + \cos\dfrac{3\tau}{2} + \dfrac{\mu}{8}\left(1 + \dfrac{7\mu^2}{320}\right)\cos\dfrac{5\tau}{2} + \ldots\end{cases}$$

et A une constante d'intégration.

Pour les points situés dans le domaine d'instabilité la solution $z(\tau)$ peut être écrite sous la forme :

$$(33)\qquad z(\tau) = A\,e^{\rho\tau}\,\mathrm{se}_m(\mu, \tau) + B\,[\tau\,\mathrm{se}_m(\mu, \tau) + \mathrm{ce}_m(\mu, \tau)], \qquad \left(m = \frac{1}{2},\ 1,\ \frac{3}{2}, \ldots\right),$$

où A et B sont des constantes d'intégration et ρ — l'exposant caractéristique.

Pour les points (λ, μ) situés dans le domaine de stabilité la solution $z(\delta)$ est de forme :

$$(34)\qquad z(\tau) = A\,e^{j\sigma\tau}\frac{\mathrm{ce}_m}{\mathrm{se}_m}(\mu, \tau) + B\,e^{j\sigma\tau}\frac{\mathrm{ce}_m}{\mathrm{se}_m}(\mu, \tau), \qquad \left(m = \frac{1}{2},\ 1,\ \frac{3}{2},\ 2, \ldots\right)$$

avec A et B des constantes d'intégration et $j\sigma$ — l'exposant caractéristique, pur imaginaire dans ce cas.

On constate que les solutions stables et surtout celles qui correspondent aux points (λ, μ), situés sur les courbes qui séparent les domaines de stabilité et d'instabilité, sont des fonctions presque-périodiques, qui tendent vers $\begin{matrix}\sin\\ \cos\end{matrix} m\tau$ lorsque le paramètre μ a des valeurs très petites (v. rel. (32)).

On confirme donc la possibilité que les solutions $y_i(t)$ et par conséquent et $y(t)$ soient des fonctions presque-périodiques qui varient par rapport au temps avec les pulsations $\frac{\omega}{2}$, ω, $\frac{3\omega}{2}$, ..., définies par les points d'intersection des

courbes qui séparent le domaine de stabilité et les droites du faisceau (29). Du point de vue des oscillations de l'armature mobile de l'électro-aimant de courant continu présentent intérêt justement les solutions de la forme (31), qui caractérisent l'électro-aimant qui fonctionne à la limite de stabilité.

Les informations de la littérature en ce qui concerne l'équation M a t h i e u indiquent la possibilité d'obtenir l'excitation de la résonance paramétrique pour des pulsations critiques de système de la forme :

$$\omega_* = \frac{2\omega_0}{k}, \quad (k = 1, 2, 3, ...). \tag{35}$$

Mais il est possible d'obtenir la vibration de l'armature mobile de l'électro-aimant de courant continu même pour les pulsations de forme $l\omega/2$, ($l = 1, 2, 3, ...$), qui doivent être éventuellement égales avec les pulsations critiques :

$$\frac{2\omega_0}{k} = \frac{l\omega}{2}, \tag{36}$$

où

$$\nu = \frac{\omega_0}{\omega} = \frac{kl}{4}, \quad (k, l = 1, 2, 3, ...). \tag{37}$$

Compte tenu des valeurs surunitaires du rapport ν (v. rel. (15_2) et (24_3)), l'excitation de la résonance paramétrique est possible pour de valeurs $k \geqslant 2$, donc pour des valeurs $l \leqslant 2$, c'est-à-dire pour des pulsations d'oscillation de l'armature mobile égales à $\omega/2$ et respectivement ω. Par l'augmentation des valeurs du rapport ν il est bien possible d'exciter aussi la résonance paramétrique pour des pulsations des oscillations de l'armature mobile égales à $\frac{3\omega}{2}$, 2ω, ...

Finalement, en ce qui concerne l'équation M a t h i e u nonhomogène (22), on peut afirmer qu'il est possible d'entretenir des oscillations de l'armature mobile de l'électro-aimant, de pulsation ω, dues au régime forcé imposé par le membre droit de cette équation. Le plus simple cas c'est celui qui permet à obtenir l'oscillation de l'armature mobile pour la pulsation ω et dans certaines conditions pour les pulsations de forme $l\omega/2$, ($l = 1, 2, ...$). On peut remarquer ici que l'on a négligé les composantes de pulsations ω, 2ω, ... , dans les relations (16) et (17), ce que justifie l'hypothèse ci-dessus concernant la possibilité d'entretenir des petites oscillations de l'armature mobile, pas seulement pour la pulsation ω, mais aussi pour les pulsations 2ω, 3ω, ... , oscillations dues au régime forcé correspondant au membre droit de l'équation (22) corrigé par des termes de pulsation 2ω, 3ω, ...

4. Conclusions

1. On étudie l'électro-aimant de courant continu comme un système électro-mécanique avec deux degrés de liberté et on écrie les équations de L a g r a n g e pour ce système.

2. On montre que pour des petites oscillations, dans le voisinage de la position-d'équilibre du système, l'équation de mouvement de l'armature mobile de l'électro-aimant est une équation de type M a t h i e u.

3. On détermine les valeurs des pulsations critiques du système pour lesquelles est possible l'excitation de la résonance paramétrique, égales à $\omega/2$ et respectivement ω.

4. On affirme que pour le fonctionnement de l'électro-aimant de courant continu à la limite de stabilité les solutions de régime libre de l'équation de mouvement tendent vers les fonctions harmoniques $\begin{matrix}\sin \\ \cos\end{matrix}\left(\frac{l\omega t}{2}\right)$, $(l=1, 2, 3,...)$.

Reçue le 2 septembre 1976

Institut Polytechnique, Jassy,
Chaire d'Électroénergetique

BIBLIOGRAPHIE

1. S a v i n Gh., R o s m a n H., *Circuite electrice neliniare şi parametrice.* Ed. Tehn., Buc., 1973.
2. F i t z g e r a l d A. E., K i n g s l e y Ch., *Electric Machinery. The Dynamics and Statics of Electromechanical Energy Conversion.* 3-nd Edition, Mc Graw-Hill Book Co., New York, 1971.
3. Ч е л о м е й В. Н., *О возможности повышения устойчивости систем при помощи вибрации.* ДАН СССР, **100**, *3* (1956).
4. W h i t t a k e r E. T., W a t t s o n G. N., *A Course of Modern Analysis.* Univ. Press, Cambridge, 1929.
5. Б о л о т и н В. В., *Динамическая устойчивости упругих систем.* Изд. ТТЛ, М. 1956.
6. H n a t i u c E., *Teoria oscilaţiilor armăturii mobile la electromagneţi.* Referat doctorat, martie 1976.
7. H n a t i u c E., *Asupra posibilităţilor de oscilaţie a armăturii mobile la electromagneţii de curent continuu.* Communication présentée au Colloque de Circuits Électriques Nonlinéaires et Paramétriques, Jassy, 22—23 décembre 1975.

STUDIUL POSIBILITĂŢILOR DE OBŢINERE A VIBRAŢIEI ARMĂTURII MOBILE LA ELECTROMAGNEŢII DE CURENT CONTINUU

(Rezumat)

Se consideră electromagnetul de curent continuu ca un sistem electromecanic cu două grade de libertate. Se scriu ecuaţiile de funcţionare ale acestui sistem şi se precizează valorile pulsaţiilor pentru care se pot obţine mici oscilaţii ale armăturii mobile a electromagnetului.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAȘI
Tomul XXIII (XXVII), Fasc. 1–2, 1977
Secția III
ELECTROTEHNICĂ
ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C.Z. 621.311.1

CONTRIBUȚII LA STABILIREA PROGNOZEI CONSUMULUI DE ENERGIE ELECTRICĂ A CONSUMATORILOR URBANI

DE

AL. POEATĂ, GH. GEORGESCU și GH. CONDURACHE

1. În studiile de dezvoltare a rețelelor electrice problema sarcinilor de calcul și a evoluției lor în timp este fundamentală din punct de vedere a deciziilor ce urmează să se adopte.

Pentru prognoza sarcinilor rețelelor de distribuție urbană se dispune în prezent de o serie de modele matematice [1], [2], [4]. În practica de proiectare curentă se adoptă prin normative un anumit model [3].

În cele ce urmează ne-am propus să verificăm, prin prelucrarea unui mare număr de date reale, modelul matematic care descrie cel mai fidel procesul de dezvoltare a sarcinilor rețelelor de distribuție urbană și anume sarcinile pentru iluminat și uz casnic din cartierele noi de locuințe prevăzute cu termoficare și gaze naturale.

2. Dintre modelele matematice utilizate pentru curba de trend (componenta mediană sau de tendință) a consumului de energie și a puterii electrice la vîrful de sarcină, se pot menționa următoarele:

1° Curbele continuu crescătoare în care variabila dependentă crește mai repede decît cea independentă, folosite pentru prognoza consumului anual sau pentru vîrful anual de putere. Dintre aceste curbe cele mai răspîndite sînt:

a) dreapta

$$Y = A + BX;$$

b) parabola

$$Y = A + BX + CX^2;$$

c) cubica

$$Y = A + BX + CX^2 + DX^3;$$

d) polinomiala

$$Y = A + BX + CX^2 + \ldots + NX^n;$$

e) exponențiala

$$Y = A\,e^{BX}.$$

2° Curbele cu creștere limitată, în care variabila dependentă, după o creștere continuă atinge o saturație sau o creștere mai lentă, fiind utilizate pentru prognoza consumului de energie pe perioade lungi. Dintre aceste modele matematice se pot aminti:

a) curba putere

$$Y = AX^B;$$

b) curba exponențială modificată

$$Y = A - B\,e^{CX};$$

c) curba logistică

$$Y = \frac{1}{A + Be^{CX}};$$

d) curba combinată

$$Y = A + BX + Ce^{DX}.$$

Stabilirea curbei care modelează cel mai bine fenomenul analizat se realizează prin încercări avîndu-se în vedere atît rezultatele din trecut cît și o analiză cantitativă a factorilor tehnici și economici ce determină tendința de modificare a consumului.

Criteriul de alegere a modelului matematic optim este acela al minimului sumei abaterilor fiecărei curbe teoretice față de cea reală (metoda celor mai mici pătrate).

Este important de subliniat că apariția unor schimbări de ordin cantitativ și calitativ ale condițiilor generale care au stat la baza alegerii unui model de prognoză conduce la necesitatea verificării continue a modelului ales pentru a fi pus în concordanță cu noile condiții.

4. În cele ce urmează se analizează evoluția consumurilor de energie electrică pentru iluminat și uz casnic dintr-un cartier nou, prevăzut cu gaze și termoficare, într-un interval de 10 ani de la darea în folosință a apartamentelor. În tabelul 1 sînt date consumurile medii anuale pe apartament. Primii doi ani au fost excluși din cauza incertitudinii datelor.

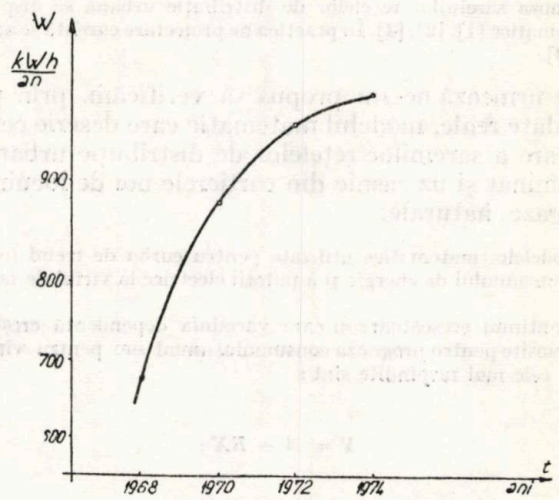


Fig. 1

Reprezentarea grafică a curbei reale $W = f(t)$ (fig. 1) sugerează de la bun început ideea alegerii pentru prognoză a unei legi cu creștere limitată.

Tabelul 1

Anul	1968	1969	1970	1971	1972	1973	1974
W [kwh/an]	690	822	894	960	1 014	1 020	1 030
Ritm anual de creștere [%]		19,1	8,7	7,3	5,6	0,6	1

În continuare se prezintă rezultatele obținute pentru prognozele efectuate pe baza modelelor cu creștere limitată și pentru un trend cu creștere continuă (linia dreaptă).

Tabelul 2

Notația	Denumirea curbei și expresia ei	t	1	2	3	4	5	6	7	13	23	e_i^2
		Anul	1968	1969	1970	1971	1972	1973	1974	1980	1990	
	Curba reală		690	822	894	960	1 014	1 020	1 030	—	—	—
a	Curba liniară $W(t) = 699 + 54{,}85\ t$		754	809	864	918	973	1 028	1 083	1 412	1 960	11 483
b	Curba putere $W(t) = 690\ t^{0{,}222}$		690	805	880	939	987	1 028	1 063	1 220	1 385	2 808
c	Curba exponențială modificată $W(t) = 1\,055 - 573e^{-0{,}45t}$		690	821	907	960	995	1 016	1 030	1 053	1 055	547
d	Curba logistică $W(t) = \frac{10^6}{960 + 887\ e^{0{,}59\,t}}$		690	809	898	960	992	1 014	1 030	1 041	1 042	70 5
e	Curba exponențială $W(t) = W_0(1+\alpha)^t = 565\,(1 + 0{,}097)^t$		620	680	750	835	925	1 030	1 125	1 020	4 315	70 000

În tabelul 2 sînt prezentate modelele matematice cu valorile coeficienților obținute din datele reale. Au fost reținute numai modelele utilizate în proiectare precum și cele care dau erori relativ mici. De asemenea sînt prezentate rezultatele prognozelor pe 5 și 15 ani, efectuate cu fiecare din modelele analizate.

În fig. 2 este reprezentată dinamica consumurilor medii anuale reale și prognozate cu ajutorul modelelor matematice luate în considerație (tabelul 2).

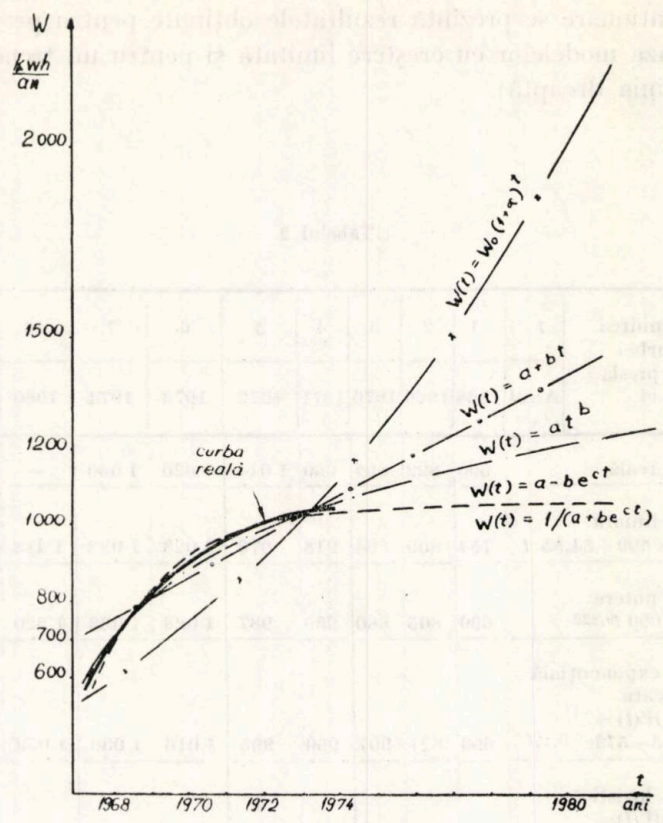


Fig. 2

Concluzii

1. Din analiza datelor din tabelul 2 și fig. 2 rezultă că prognozarea consumurilor de energie pentru proiectarea rețelelor de alimentare cu energie electrică a cartierelor de locuințe cu termoficare și gaze dă rezultate comparabile în cazul utilizării relațiilor de la punctele *b*, *c* și *d* din tabelul 2.

2. Se constată că prognoza sarcinilor de consum după legea exponențială, frecvent utilizată, conduce la valori exagerate care pot duce evident la soluții eronate în proiectarea rețelelor electrice urbane.

3. Ținînd seama și de rezultatele altor verificări privind dinamica consumului pentru cazuri similare, publicate în literatură [5], se recomandă utilizarea în proiectare a curbei putere (*b*) care spre deosebire de curbele *c* și *d* nu conduce la o saturație totală ci la o ușoară creștere anuală a consumului, de circa 5%.

Primită la 17 septembrie 1976

Institutul politehnic, Iași,
Catedra de electroenergetică

BIBLIOGRAFIE

1. Bercovici M., Arie A., Poeată Al., *Reţele şi sisteme electrice. Calcul electric.* Ed. Tehn., Buc., 1974.
2. Crişan O., *Optimizări decizionale în sistemele electroenergetice.* Ed. Facla, Timişoara, 1975.
3. * * * Prescripţii tehnice în energetică, *2* (1973).
4. Costin E., *Metode pentru prognoza consumului de energie electrică şi a puterii necesare în sistemele electroenergetice.* Teză de doctorat, Inst. polit., Buc., 1973.
5. Федосенко Р. Я., *Надежность электроснабжения и электрические нагрузки.* Изд. Энергия, М., 1967.

CONTRIBUTION À L'ÉTABLISSEMENT DE LA PRÉVISION DE LA CONSOMMATION D'ÉNERGIE ÉLECTRIQUE POUR LES USAGERS URBAINS

(Résumé)

On établit le modèle mathématique optimum pour la prévision de la consommation d'énergie électrique dans les quartiers d'habitation. Á ce but, on analyse la consommation de d'énergie électrique dans une periode de 10 ans pour les appartements d'un tel quartier. La courbe réelle de la consommation montre que pour la prévision de l'énergie il est nécessaire d'utiliser un modèle type puissance.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXIII (XXVII), Fasc. 1–2, 1977
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ
ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C.D. 621.316.13

L'INFLUENCE DE LA QUALITÉ DE L'ÉNERGIE ÉLECTRIQUE SUR LA RÉPARTITION ÉCONOMIQUE DES CONDENSATEURS DANS LES RÉSEAUX RADIAUX

PAR

GH. CÎRŢINĂ et GH. GEORGESCU

1. Introduction

L'utilisation des condensateurs dans les réseaux de distribution et de transport a pour but des raisons multiples: l'amélioration du cos φ, la minimisation des pertes d'énergie, le réglage de la tension, etc. Dans le problème du dimensionement, et de la répartition des condensateurs interviennent de nombreux facteurs et par conséquent la solution, dans le cas le plus général, est très compliquée. La plupart des travaux [2], [3] prennent en considération, dans les calculs, les pertes d'énergie, les coûts des condensateurs, les coûts des câbles.

En partant des conséquences économiques impliquées par la fourniture de l'énergie d'une mauvaise qualité [1] et du fait que le degré d'irrégularite de la tension peut caractériser la qualité de l'énergie fournie, on analyse dans ce qui suit l'influence de la moyenne quadratique des écarts de la tension sur la répartition économique des condensateurs dans les réseaux radiaux.

2. La répartition économique des condensateurs

En considérant les pertes d'énergie active et les dommages économiques produits par la faible qualité de l'énergie fournie, la répartition économique des condensateurs dans un réseau radial (fig.1) est donnée par $(q_{c1}, q_{c2}, \dots, q_{cn})$; cettes valeurs satisfont la relation

$$\min F(q_j) = \min \left[\sum_{j=1}^{n} \frac{(q_j - q_{cj})^2}{10^3 U_n^2} R_j \tau_j \beta + \right.$$

$$\left. + N \sum_{j=1}^{n} \sum_{i=1}^{m} \overline{p}_{ji} t_{ji} \alpha_j I_{ji} 10^{-2} + \lambda g(q_{cj}) \right], \tag{1}$$

avec la restriction

(2) $$g(q_{cj}) = \sum_{j=1}^{n} q_{cj} - Q_c = 0,$$

où : Q_c — la puissance totale des condensateurs à installer, [kVar], β—le coût de l'énergie perdue, [bani/kWh], N — le nombre des jours de fonctionnement par année, q_j — la puissance réactive maximum de l'usager j, [kVar], $\bar{p}_{ji}$ — la puissance moyenne de l'usager j, dans t_{ji} (fig. 2), [kW], $\alpha_j = d_j/I_j$— les dommages économiques spécifiques, (fig. 3), [bani/kWh $(\%)^2$], I_{ji} — le degré d'irrégularité de la tension, $[(\%)^2]$, λ — le multiplicateur de L a g r a n g e.

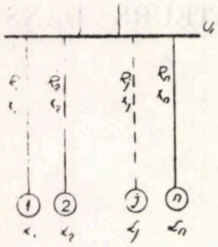


Fig. 1

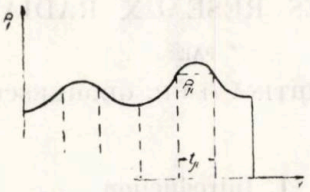


Fig. 2

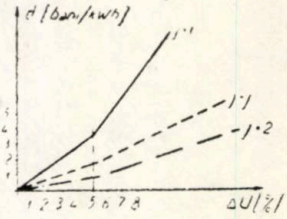


Fig. 3

Afin de trouver les solutions des équations (1) on calcule les dérivées $\partial F/\partial q_{cj}$ et on les annule :

(3) $$\frac{\partial F}{\partial q_{cj}} = \frac{2(q_j - q_{cj})}{10^3\, U_n^2} R_j \tau_j \beta + 10^{-2} N \sum_{i=1}^{m} \bar{p}_{ji} t_{ji} \alpha_j \frac{2}{U_n^4} (-R_j X_j \bar{p}_{ji}) + \lambda = 0,$$

$$(j = 1, 2, \ldots, n).$$

Les n relations obtenues par cette voie, avec la restriction (2), fournissent les valeurs $(q_{c1}, q_{c2}, \ldots, q_{cn})$ qui optimisent (1). Dans le calcul on a tenu compte que

(4) $$\Delta U = \frac{U(t) - U_n}{U_n} = \frac{(U_1 - U_n) - (U_1 - U_2)}{U_n} = e + \frac{Rp}{U_n^2} + \frac{Xq}{U_n^2},$$

dont la moyenne quadratique, est

(5) $$I = e^2 + \frac{R^2}{U_n^4}\overline{p^2} + \frac{X^2}{U_n^4}\overline{q^2} - 2e\left[\frac{R}{U_n^2}\bar{p} + \frac{X}{U_n^2}\bar{q}\right] + \frac{2RX}{U_n^4}\overline{pq} = \overline{\Delta U^2}.$$

L'installation d'une batterie de condensateurs pour l'usager j sera traduite dans (5) par la substitution de q par $q_j - q_{cj}$. Alors les relations (3) deviennent :

(6) $$q_j - q_{cj} = \frac{10^3 U_n^2}{R_j \tau_j \beta}\left[-10^{-2}\frac{T_f R_j X_j \alpha_j}{U_n^4}\bar{P}_j + \frac{\lambda}{2}\right], \quad (j = 1, 2, \ldots, n),$$

avec

(7) $$T_f = N t_{ji}\, m$$

— le temps de fonctionnement par année et

$$m\overline{P}_j^2 = \sum_{i=1}^{m} \overline{P}_{ji}^2.$$

Dans le cas particulier où $j = 2$ et les deux usagers ont les mêmes caractéristiques sauf les dommages économiques spécifiques ($\alpha_1 > \alpha_2$), la puissance des condensateurs pour le premier usager sera

$$(8) \qquad q_{c1} = \left(q_1 - \frac{Q - Q_c}{2}\right) + 10\,\frac{X_1\overline{P}_1^2}{2U_n^2} \cdot \frac{T_f}{\tau} \cdot \frac{\alpha_1 - \alpha_2}{\beta}.$$

Le dernier terme de (8) représente la correction dûe au fait que la fourniture d'énergie d'une faible qualité a des conséquences différentes pour les deux usagers. Alors,

$$(9) \qquad \Delta q_{c1} = 5\,\frac{X_1\overline{P}_1^2}{U_n^2} \cdot \frac{T_f}{\tau} \cdot \frac{\alpha_1 - \alpha_2}{\beta}.$$

3. Exemple numérique

Dans la fig. 4 on a : $P_1 = P_2 = 750$ kW, $\overline{P}_1 = \overline{P}_2 = 500$ kW, $Q_1 = Q_2 = 660$ kVar, $T_f = 6\,000$ h, $\tau = 4\,000$ h, $\alpha_1 = 0{,}2$ bani/kWh. $(\%)^2$, $\alpha_2 = 0{,}04$ bani/kWh. $(\%)^2$, $Q_c = 600$ kVar.

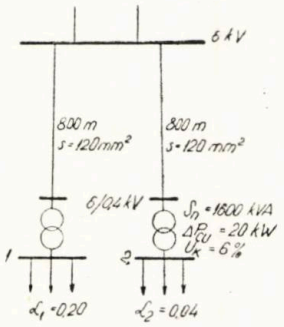


Fig. 4

Avec les données ci-dessus, la relation (8) permet à obtenir :

$$q_{c1} = 400 \text{ kVar et } q_{c2} = 200 \text{ kVar.}$$

4. Conclusions

L'influence du degré d'irrégularité de la tension sur la répartition économique des condensateurs est beaucoup plus grande pour les L.E.A. et les réseaux à plusieurs niveaux de tension.

Dans le cas des usagers avec des dommages spécifiques, α_j, très différents, si l'on néglige la correction proposée (9), on peut aboutir à des erreurs assez importantes.

Reçue le 11 octobre 1976

Institut Polytechnique, Jassy,
Chaire d'Électroénergétique

BIBLIOGRAPHIE

1. Poeată Al., Ivas D., Alexandrescu V., Cîrţină Gh., *Contribuţii la întocmirea şi completarea modelului matematic pentru calculul siguranţei în alimentarea cu energie electrică.* Energetica, *4*, 168–172 (1971).
2. Crisciu H., Neagu V., Radu I., *Procedeu de amplasare a surselor de putere reactivă în interiorul unui combinat industrial.* Energetica, *4*, 133–138 (1976).
3. Bercovici M., Arie A., Poeată Al., *Reţele electrice. Calculul electric.* Ed. Tehn., Buc., 1974.

INFLUENŢA CALITĂŢII ENERGIEI ELECTRICE ASUPRA REPARTIŢIEI ECONOMICE A CONDENSATOARELOR ÎN REŢELELE RADIALE

(Rezumat)

Se demonstrează că la repartiţia economică a condensatoarelor trebuie să se ţină seama şi de gradul de iregularitate al tensiunii. Atunci cînd daunele specifice, $\alpha = d/I$ (bani/kWh. %^{2}), sînt mari corecţia este foarte importantă.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXIII (XXVII), Fasc. 1–2, 1977
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ
ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C.Z. 621.316.1 : 621.317.382

DISPOZITIV PENTRU MĂSURAREA PIERDERILOR DE ENERGIE ACTIVĂ ÎN REŢELELE ELECTRICE

DE

GH. GEORGESCU şi ADRIAN BARABOI

1. Dezvoltarea actuală a sistemelor energetice este caracterizată prin realizarea de centrale cu puteri instalate din ce în ce mai mari, prin interconectarea aproape totală în sistemele naţionale a centrelor de producere şi consum. Această situaţie a condus la o dezvoltare rapidă a reţelelor de transport şi distribuţie prin creşterea puterii şi distanţelor de transport, a tensiunilor nominale, a lungimilor totale de linii electrice de toate tensiunile.

Transportul şi distribuţia energiei electrice este însoţită de pierderi de energie în diferitele elemente ale reţelei, pentru acoperirea lor fiind necesară instalarea unor puteri suplimentare în centrale.

Evaluarea pierderilor de energie reprezintă unul din factorii care influenţează în mod hotărîtor indicii economici ai sistemului energetic.

În prezent, în mod uzual, evaluarea pierderilor de energie se efectuează prin procedee de calcul avînd la bază valoarea aproximativă a integralei din relaţia cunoscută a pierderilor de energie:

$$\Delta W_p = 3R_l \int_0^{t_p} I^2(t)\, dt, \tag{1}$$

în care: ΔW_p reprezintă pierderile de energie activă într-o linie trifazată, R_l — rezistenţa pe fază a liniei, t_p — timpul pentru care se calculează pierderile, $I(t)$ — variaţia în timp a valorii efective a curentului de sarcină pe fază.

Utilizarea acestor metode aproximative de calcul conduce, însă, la rezultate care diferă substanţial între ele.

Devine astfel interesantă măsurarea directă a pierderilor de energie şi compararea rezultatelor obţinute pe această cale, cu cele furnizate de calcul. În acest scop, în cele ce urmează se analizează funcţionarea şi se evaluează performanţele unui dispozitiv de măsurare a pierderilor de energie care se produc în liniile electrice.

2. Schema electrică de principiu a dispozitivului de măsurare a pierderilor de energie activă este reprezentată în fig. 1, în care s-au utilizat următoarele notaţii: TC — transformator de curent, Tr — transformator liniar curent—tensiune, B_A, B_V — bobinele de curent, respectiv de tensiune ale unui contor monofazat de inducţie, de energie activă.

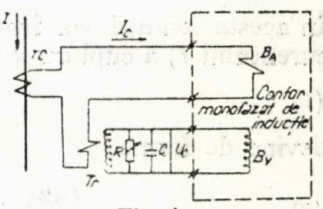


Fig. 1

Contorul monofazat de energie activă este alimentat în curent prin intermediul transformatorului TC, iar cu tensiune, prin intermediul transformatorului liniar Tr; grupul RC din secundarul acestuia realizează condiția de fază dintre curentul $\underline{I}_C$ și tensiunea $\underline{U}_C$, necesară funcționării contorului.

Ținînd seama de schema electrică reprezentată în fig. 1, se pot scrie relațiile :

$$I_C = k_{TC} I, \qquad U_C = k_{Tr} I_C, \tag{2}$$

încît, pentru cuplul activ care acționează asupra discului contorului, se obține expresia :

$$M_a = k_a I_C^2, \tag{3}$$

unde k_a este o constantă, funcție de raportul de transformare constant k_{Tr}, de unghiul de defazaj dintre fazorii $\underline{I}_C$ și $\underline{U}_C$ precum și de unii parametri constructivi ai contorului. Contorul utilizat în schemă funcționează în condiții deosebite de cele obișnuite, deoarece tensiunea U_C aplicată bobinei de tensiune B_V variază liniar cu curentul I_C care circulă prin bobina de curent B_A. Precizia cu care dispozitivul va măsura pierderile de energie activă produse de curentul $I(t)$ într-o linie de rezistență R_l în timpul t_p (v. rel. (1)) va fi în strînsă legătură cu comportarea contorului în condițiile de funcționare menționate mai sus.

Ținînd seama de relația (2_2), deci de faptul că tensiunea U_C nu este constantă, în ecuația de echilibru dinamic, scrisă pentru discul contorului, trebuie să se țină seama de cuplurile de frînare (datorate electromagneților de curent, respectiv de tensiune) precum și de cuplul de frecări; pentru aceste cupluri sînt cunoscute expresiile [2] :

$$M_{\text{frîn.}} = (A + B' I_C^2 + B'' U_C^2) \frac{\mathrm{d}\alpha}{\mathrm{d}t}, \quad M_{\text{frec.}} = a + b \frac{\mathrm{d}\alpha}{\mathrm{d}t} + c \left(\frac{\mathrm{d}\alpha}{\mathrm{d}t}\right)^2, \tag{4}$$

unde A, B', B'', a, b, c sînt constante, iar $\mathrm{d}\alpha/\mathrm{d}t$ este viteza de rotație a discului contorului. Dacă se ține seama de relațiile (2) expresia cuplului de frînare se poate pune sub forma :

$$M_{\text{frîn.}} = (A + BI^2) \frac{\mathrm{d}\alpha}{\mathrm{d}t}, \tag{5}$$

în care :

$$B = B' + k_{TR} B''. \tag{6}$$

În aceste condiții condiția de echilibru dinamic (pentru valori constante ale curentului I) a cuplurilor care acționează asupra discului contorului :

$$M_a = M_{\text{frec.}} + M_{\text{frîn.}} \tag{7}$$

devine de forma :

$$\left(\frac{\mathrm{d}\alpha}{\mathrm{d}t}\right)^2 + 2(m + pI_C^2) \frac{\mathrm{d}\alpha}{\mathrm{d}t} + r - qI_C^2 = 0, \tag{8}$$

unde :

$$(9) \qquad 2m = \frac{A+b}{c}, \quad 2p = \frac{B}{c}, \quad r = \frac{a}{c}, \quad q = \frac{k_a}{c}.$$

Ținînd seama că viteza de rotație a discului trebuie să fie pozitivă, se reține drept soluție pentru ecuația (8) expresia :

$$(10) \qquad \frac{d\alpha}{dt} = -(m + pI_C^2) + \sqrt{(m + pI_C^2)^2 - r + qI_C^2}.$$

Notînd :

$$(11) \qquad \int_0^{t_p} d\alpha = 2\pi N, \qquad k_r = \frac{I_C^2 t_p}{N},$$

în care N este numărul de rotații efectuat de discul contorului în timpul t_p iar k_r — constanta reală a dispozitivului de măsurare a pierderilor de energie, după integrarea ecuației diferențiale (10), în condițiile (11), se obține expresia variației constantei reale a contorului în raport cu curentul I_C :

$$(12) \qquad k_r = 2\pi I_C^2 \left[\frac{m + pI_C^2}{qI_C^2 - r} + \sqrt{\left(\frac{m + pI_C^2}{qI_C^2 - r} \right)^2 + \frac{1}{qI_C^2 - r}} \right].$$

Funcția $k_r(I_C)$, pentru diferite valori date parametrului q, este reprezentată grafic în fig. 2 ; zona de lucru a contorului se situează în intervalul $[I_{C\min}, I_{C\max})$, $I_{C\min}$ constituind valoarea minimă a curentului I_C care produce rotirea discului iar $I_{C\,max}$ — valoarea maximă a acestuia, dictată de valoarea maximă admisibilă pentru curentul I_C prin bobina B_A.

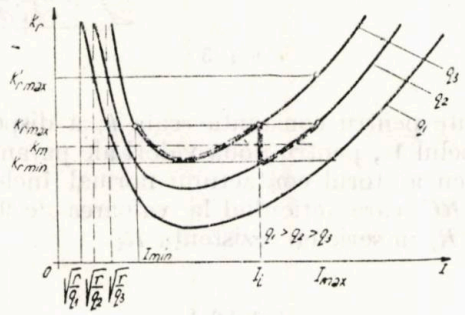


Fig. 2

Experimental se constată că eroarea maximă de măsurare a pierderilor de energie este mare (în jurul valorii de 7%), curba erorilor fiind impusă de funcția $k_r(I_C)$.

O soluție pentru reducerea erorii, utilizată experimental, o constituie funcționarea cu valori variabile ale parametrului q, pentru diferite domenii de variație ale curentului I. În fig. 2 este dat un exemplu referitor la această posibilitate ; astfel, în locul unei funcționări pe curba corespunzătoare valorii q_3, cînd eroarea maximă ar fi fost dictată de valorile $k'_{r\,max}$ și $k_{r\,min}$, se utili-

zează funcționarea după curba trasată cu linie întreruptă, fapt care permite o reducere substanțială a erorii maxime a dispozitivului ; în aceste condiții, constanta nominală (k_n) a dispozitivului se determină cu ajutorul relației :

$$k_n = k_{r\,\min} + \frac{k_{r\,\max} - k_{r\,\min}}{2}. \tag{13}$$

Ecuația de scară a dispozitivului va fi :

$$\int_0^{t_p} I_C^2 \, dt = k_n N , \tag{14}$$

unde k_n reprezintă constanta nominală definită de relația (13), iar N — numărul de rotații ale discului efectuate în timpul t_p.

3. Încercările experimentale, de laborator, s-au efectuat utilizînd un contor de energie activă avînd curentul nominal $I_n = 10$ A, montat în schema electrică reprezentată în fig. 3. În această schemă s-au utilizat următoarele notații : AT — autotransformator, R_r — reostat de reglaj, R_C — releu maximal de curent cu contact normal închis, T_r — transformator liniar.

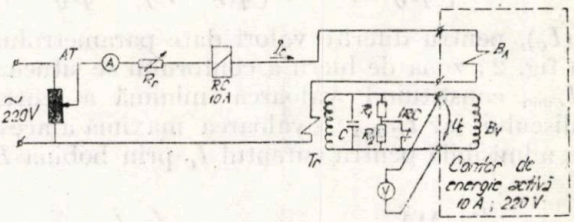


Fig. 3

Valorile obținute pentru constanta reală k_r a dispozitivului de măsurare sînt date în tabelul 1 , pentru două valori ale parametrului q ; acesta se modifică prin salt, cu ajutorul contactului normal închis 1 RC al releului maximal de curent RC, care acționînd la valoarea de 9 A a curentului I_C, introduce rezistența R_2 în serie cu rezistența R_1.

Tabelul 1

Valorile constantei reale k_r

I_C [A]	2,5	3	4	5	6	7	8	9	10
$k_{rq_1} \cdot 10^{-2}$	4,25	4,05	3,96	3,95	3,94	4,02	4,11	4,21	4,40
$k_{rq_2} \cdot 10^{-2}$						3,86	3,98	4,12	4,22

Curbele $k_r(I_C)$ sînt reprezentate grafic în fig. 4.

Se stabilește cu ajutorul relației (13), valoarea constantei nominale:

$$k_n = 4{,}1.10^{-2}\ \text{A}^2\text{h/rot.}$$

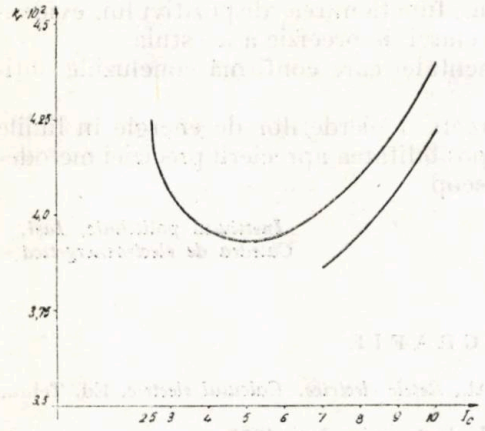


Fig. 4

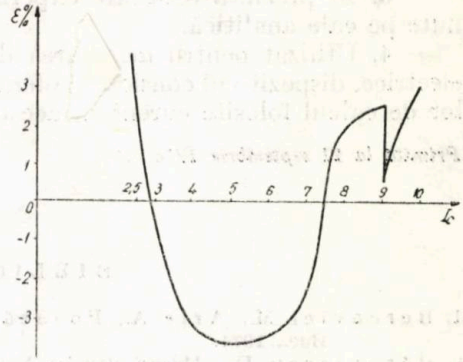


Fig. 5

Curba erorilor, $\varepsilon\ (I_C)$, este reprezentată grafic în fig. 5, pe baza datelor cuprinse în tabelul 2.

Tabelul 2

Valorile erorilor ε

I_C [A]	2,5	3	4	5	6	7	8	9	10
ε [%]	3,70	−1,22	−3,4	−3,64	−3,90	−1,95	2,44	2,7/0,49	2,95

Se constată că dispozitivul măsoară în intervalul $[I_{C\,\min}, I_{C\,\max}]$ mărimea $\int_0^{t_p} I_C^2\,dt$ cu o eroare maximă de 3,9%.

Valorile $I_{C\,\min} = 2{,}5$ A și $I_{C\,\max} = 10$ A sînt în deplină concordanță cu valorile curenților în regimurile de funcționare la sarcină minimă respectiv la sarcină maximă a rețelelor electrice, pentru care de regulă curentul de sarcină minimă reprezintă circa 25% din valoarea curentului de sarcină maximă. Cunoscînd numărul N de rotații ale discului efectuate în timpul t_p, constanta nominală k_n a dispozitivului și rezistența R_l a liniei (presupusă constantă în timp), cu ajutorul relațiilor (14), (2_1) și (1) se poate determina valoarea pierderilor de energie activă astfel măsurată.

Concluzii

1. Se stabilește necesitatea măsurării directe a pierderilor de energie activă în liniile electrice, descriindu-se în acest scop schema electrică a unui dispozitiv de măsurare adecvat.

2. Se studiază, pe cale analitică, funcționarea dispozitivului, evidențiindu-se posibilitățile de ameliorare a clasei de precizie a acestuia.

3. Se prezintă rezultate experimentale care confirmă concluziile obținute pe cale analitică.

4. Utilizat pentru măsurarea directă a pierderilor de energie în liniile electrice, dispozitivul considerat oferă posibilitatea aprecierii preciziei metodelor de calcul folosite curent în acest scop.

Primită la 21 septembrie 1976

Institutul politehnic, Iași,
Catedra de electroenergetică

BIBLIOGRAFIE

1. Bercovici M., Arie A., Poeată Al., *Rețele electrice. Calculul electric.* Ed. Tehn., Buc., 1974.
2. Bărbulescu D., *Măsuri electrice.* Vol. I, Inst. polit., Iași, 1975.
3. Кузмин Я. Ф., Эглитис-Иауне Л. А., *Способ непосредственного измерения потерь мощности.* Электроэнергетика, **XXVI** (1968).

DISPOSITIF POUR LA MESURE DES PERTES D'ÉNERGIE ACTIVE DANS LES RÉSEAUX ÉLECTRIQUES

(Résumé)

On propose une méthode et un dispositif de mesure des pertes d'énergie active dans les réseaux électriques. Les résultats expérimentaux vérifient les calculs théoriques.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAȘI
Tomul XXIII (XXVII), Fasc. 1–2, 1977
Secția III
ELECTROTEHNICĂ
ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C.Z. 621.316.11

UTILIZAREA CALCULATORULUI FELIX C-256 ÎN SCOPUL OPTIMIZĂRII REGIMULUI DE FUNCȚIONARE AL REȚELELOR DE DISTRIBUȚIE URBANĂ

DE

NINA POEATĂ, VIRGIL ALEXANDRESCU și MIRCEA ILINCA

1. Introducere

În rețelele de distribuție urbană de medie tensiune, alimentarea posturilor de transformare se realizează, de regulă, în schemă radială, fiecare distribuitor fiind secționat în zona de mijloc.

Încadrîndu-se pe linia preocupărilor actuale privind reducerea pierderilor în rețelele de transport și distribuție a energiei electrice, în lucrarea de față se prezintă algoritmul de calcul și rezultatele obținute la calculatorul FELIX C-256 în scopul optimizării regimului de funcționare al unei rețele de distribuție urbană de medie tensiune.

2. Schema radială optimă

Găsirea schemei radiale optime de funcționare a unei rețele necesită parcurgerea următoarelor etape.

a) Calculul regimului optim teoretic al rețelei buclate, admițînd ipoteza că toate liniile (fideri, distribuitori) intervin numai prin rezistențele lor.

b) Obținerea schemei radiale optime prin secționarea rețelei în acele noduri (posturi de transformare) pentru care, în regimul optim teoretic, sensul de circulație a puterilor (curenților) este îndreptat spre nod pe cel puțin două laturi incidente. Se va ține seama, în același timp, de limita termică de încărcare a conductoarelor.

Realizarea deplină, în practică, a funcționării optime pentru o rețea dată poate întîmpina, pentru moment, anumite dificultăți tehnice: lipsa întrerupătoarelor sau a separatoarelor de putere în unele puncte de secționare optimă, existența unor cabluri cu vechime mare de funcționare care nu pot fi încărcate pînă la limita termică etc.

Cunoașterea posibilităților de reducere a pierderilor este utilă în special la efectuarea studiilor de dezvoltare a rețelei, permițînd adoptarea unor

decizii juste în anumite etape de dezvoltare, refacerea rețelei pe unele tronsoane, echiparea unor posturi de transformare cu separatoare de putere, introducerea unor noi puncte de injecție etc.

3. Ipoteze de calcul

Pentru determinarea regimului optim teoretic s-au admis următoarele ipoteze de calcul :

a) Barele de medie tensiune ale stațiilor de transformare care alimentează rețeaua urbană au aceeași tensiune și formează în schema echivalentă un nod sursă unic ; acesta este nodul de echilibrare și, în același timp, nodul de referință.

b) Consumatorii sînt reprezentați prin curenții absorbiți pe partea de medie tensiune în fiecare post de transformare.

c) Se consideră factorul de putere egal cu unitatea pentru toți consumatorii.

d) Se neglijează capacitatea liniilor ; această ipoteză compensează parțial pe cea anterioară.

4. Algoritmul de calcul

Notînd cu n numărul nodurilor independente (punctele de alimentare și barele de medie tensiune ale posturilor de transformare), sistemul de ecuații nodale atașat rețelei este de forma :

$$[G]\,[V] = [J], \tag{1}$$

unde $[G]$ reprezintă matricea conductanțelor nodale, $[V]$ — matricea coloană a tensiunilor în nodurile independente față de nodul de referință și $[J]$ — matricea coloană a curenților injectați în nodurile independente. Expresia (1) se mai poate pune sub forma :

$$G_{ii}\,V_i - \sum_{\substack{k=1 \\ k\neq i}}^{n} G_{ik}\,V_k = J_i, \quad (i = 1, \ldots, n). \tag{2}$$

Matricea $[G]$ are ordinul $n \times n$, este simetrică și cu majoritatea elementelor nule. Elementele matricei $[G]$ se calculează după regula :

$$G_{ii} = \sum_{\substack{k=1 \\ k\neq i}}^{n} G_{ik} \quad \text{cu} \quad G_{ik} = \frac{1}{R_{ik}},$$

unde R_{ik} este rezistența laturii ik.

Curenții injectați în nodurile independente se determină cu relația :

$$J_i = -\,I_i, \tag{3}$$

unde I_i este curentul maxim consumat de postul de transformare i.

Algoritmul de calcul al regimului optim teoretic cuprinde :

a) Soluționarea sistemului de ecuații (1), obținîndu-se tensiunile $V_1, \ldots, V_n$.

b) Calculul curenților pe laturi ; curentul pe latura ik se va determina cu relația ;

$$I_{ik} = G_{ik}(V_i - V_k). \tag{4}$$

c) Calculul pierderilor de putere activă pe laturi :

$$p_{ik} = 3 R_{ik} I_{ik}^2 . \tag{5}$$

d) Calculul pierderilor totale de putere activă :

$$p = \sum_{i=1}^{n-1} \sum_{k=i+1}^{n} p_{ik} . \tag{6}$$

5. Organigrama de calcul

Schema de calcul este prezentată în fig. 1. Ținînd seama de faptul că majoritatea coeficienților matricei $[G]$ sînt nuli, s-a realizat un algoritm care permite reținerea în memorie numai a coeficienților diferiți de zero precum și a indicilor acestora. Avînd în vedere că programul se referă la calculul unei rețele reale, în care majoritatea nodurilor se leagă doar cu două noduri vecine, pentru a nu supraîncărca inutil memoria internă a calculatorului s-a admis ipoteza că în orice ecuație vor exista simultan cel mult 20 necunoscute pe parcursul rezolvării sistemului.

5.1. Notații folosite pentru diferite variabile

a) *Datele inițiale ale problemei*

N_1 — numărul de ecuații și de necunoscute.

N_2 — numărul maxim de necunoscute într-o ecuație ($N_2 = 20$).

N_3 — numărul elementelor nenule situate deasupra diagonalei principale, inclusiv aceasta, în matricea $[G]$ ($N_3 = 10\, N_1$).

TB — vectorul valorilor coeficienților diferiți de zero situați deasupra diagonalei principale, inclusiv aceasta, al matricei $[G]$.

IA_1 — vectorul pozițiilor în matricea $[G]$ a elementelor din tabelul TB. Vectorii TB și IA_1 sînt de dimensiunea N_3.

C∅EF — vectorul $[J]$ al sistemului (1), de dimensiune N_1.

b) *Valori calculate*

V — vectorul tensiunilor nodale din sistemul (1), de dimensiune N_1.

TN — vectorul perechilor de noduri între care se conectează laturile rețelei, de dimensiune N_3.

TC — vectorul curenților în laturi, de dimensiune N_3.

TP — vectorul pierderilor de putere în laturi, de dimensiune N_3.

c) *Variabile de lucru*

B — matrice dreptunghiulară de dimensiune $N_1 \times N_2$, care conține toți coeficienții diferiți de zero ai matricei $[G]$.

IA — matrice dreptunghiulară de dimensiune $N_1 \times N_2$, care conține locurile în $[G]$ ale elementelor matricei B.

5.2. Funcțiunile realizate de fiecare bloc din organigramă

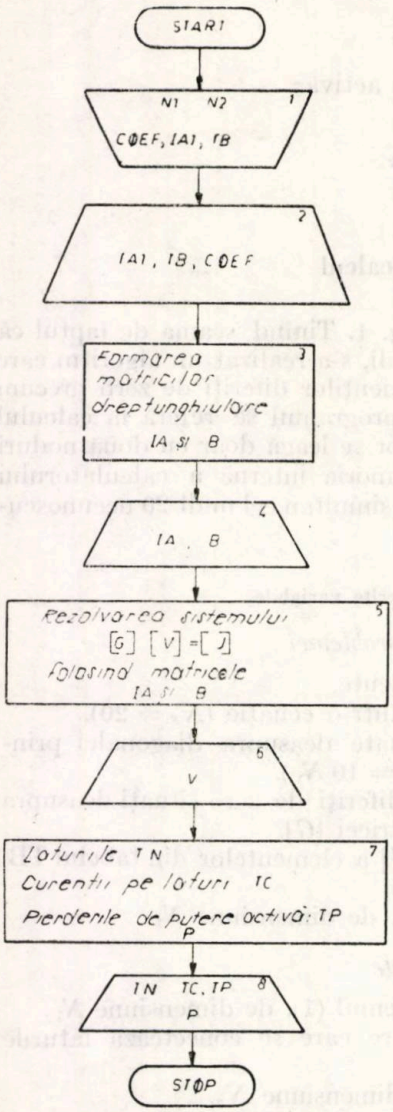


Fig. 1

Blocul nr. 1 reprezintă blocul de introducere a datelor inițiale N_1, N_2, IA_1 și TB; între elementele matricelor IA_1 și TB există o corespondență biunivocă.

Blocul nr. 2 este blocul de tipărire a datelor inițiale.

Blocul nr. 3 este blocul de formare a matricelor dreptunghiulare B și IA, de dimensiuni $N_1 \times N_2$, folosindu-se informațiile din tabelele TB și IA_1, inițial introduse. Matricea B conține pe fiecare linie numai coeficienții diferiți de zero din matricea $[G]$, aranjați în ordinea introducerii lor în $[G]$. S-a admis că numărul maxim de elemente diferite de zero pe o linie a matricei $[G]$, în tot timpul efectuării calculelor, este de cel mult 20. Matricea IA conține pe fiecare linie numerele coloanelor matricei $[G]$ corespunzătoare elementelor diferite de zero de pe linia respectivă. Între elementele matricelor IA și B există o corespondență biunivocă.

Blocul nr. 4 este blocul de tipărire a matricelor B și IA.

Blocul nr. 5 este blocul de calcul al sistemului algebric (1).

Toate informațiile referitoare la sistem sînt conținute în matricele B, IA anterior calculate și în vectorul CØEF introdus inițial.

Blocul nr. 6 este blocul de tipărire a rezultatelor V.

Blocul nr. 7 este blocul de stabilire a laturilor ik, de calcul a tabelelor TC, TP și a pierderii totale de putere p.

Blocul nr. 8 este blocul de tipărire a rezultatelor calculate în blocul 7.

Pe baza algoritmului descris s-a întocmit programul în FØRTRAN pentru calculatorul FELIX C-256, cu care s-a rezolvat rețeaua electrică a cărei schemă este reprezentată în fig. 2.

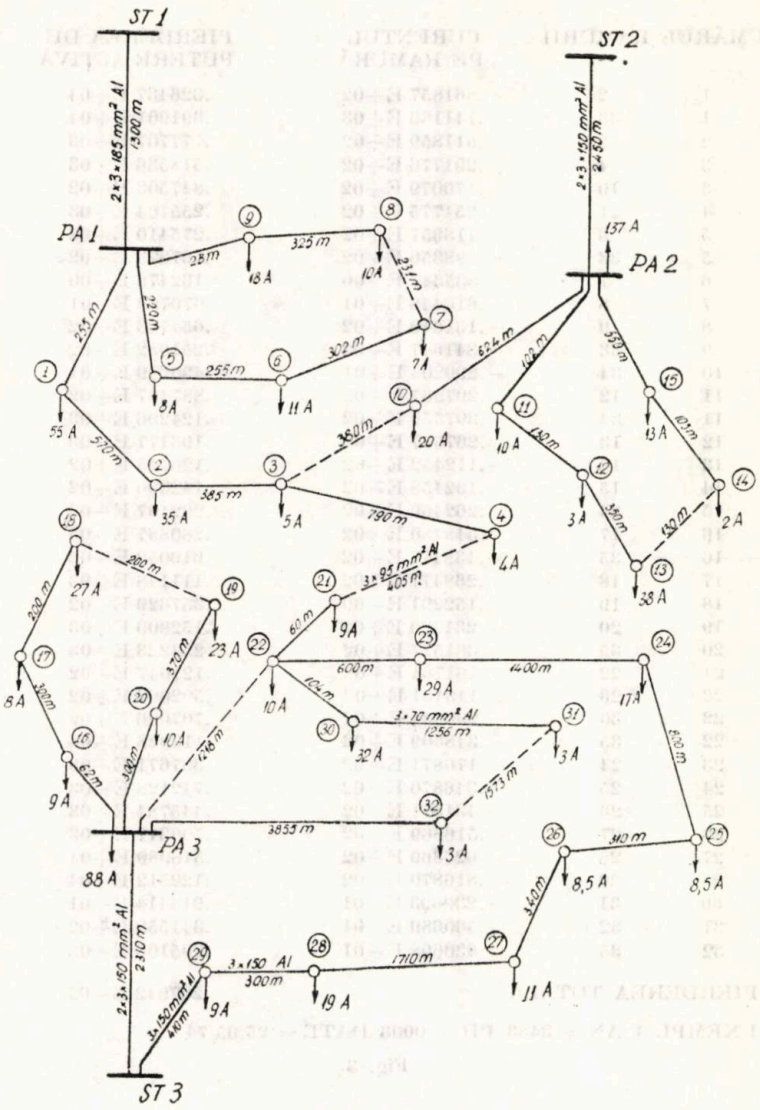


Fig. 2

6. Exemplu de calcul

Se prezintă mai jos rezultatele obținute la calculul unei părți dintr-o rețea urbană a cărei schemă monofilară împreună cu datele inițiale se reprezintă în fig. 2.

Rețeaua analizată are trei puncte de alimentare (PA) conectate la trei stații de transformare (ST). Fiderii și distribuitorii sînt construiți din cabluri de aluminiu. Tronsoanele secționate ale distribuitorilor sînt reprezentate în schemă prin linii întrerupte. Rezultatele regimului optim de funcționare a schemei se dau în fig. 3.

NUMĂRUL RAMURII		CURENTUL PE RAMURĂ	PIERDEREA DE PUTERE ACTIVĂ
1	2	.861857 E+02	.326437 E+04
1	33	−.141186 E+03	.391901 E+04
2	3	.511859 E+02	.777707 E+03
3	4	.291776 E+02	.518536 E+03
3	10	.170079 E+02	.847503 E+02
4	21	.251775 E+02	.255704 E+03
5	6	.118357 E+02	.275410 E+02
5	33	−.198356 E+02	.667373 E+02
6	7	.835347 E+00	.162478 E+00
7	8	−.616448 E+01	.676799 E+01
8	9	−.161649 E+02	.654763 E+02
9	33	−.341647 E+02	.251982 E+02
10	34	−.299204 E+01	.430699 E+01
11	12	.297567 E+02	.887497 E+02
11	34	−.397559 E+02	.124296 E+03
12	13	.267557 E+02	.193177 E+03
13	14	−.112452 E+02	.126745 E+02
14	15	−.132458 E+02	.142036 E+02
15	34	−.262460 E+02	.292107 E+03
16	17	.348480 E+02	.280887 E+03
16	35	−.438477 E+02	.919052 E+02
17	18	.268477 E+02	.111148 E+03
18	19	−.152291 E+00	.357629 E+02
19	20	−.231520 E+02	.152909 E+03
20	35	−.331527 E+02	.254223 E+03
21	22	.161761 E+02	.121047 E+02
22	23	.113131 E+02	.592062 E+02
22	30	.296944 E+02	.707026 E+02
22	35	−.348309 E+02	.113928 E+04
23	24	−.176871 E+02	.337671 E+03
24	25	−.346870 E+02	.742128 E+03
25	26	−.431871 E+02	.445784 E+03
26	27	−.516869 E+02	.700317 E+03
27	28	−.626869 E+02	.518089 E+04
28	29	−.816870 E+02	.122512 E+04
30	31	−.230693 E+01	.914414 E+01
31	32	−.530689 E+01	.341558 E+02
32	35	−.830698 E+01	.205100 E+03
PIERDEREA TOTALĂ			.207942 E+05

EXEMPL 1 AN = 3433 PH = 0003 DATE = 25/05/74

Fig. 3

Circulațiile curenților în rețea, în regimul optim teoretic, calculat cu programul descris mai sus, sînt prezentate cu săgeți întrerupte în fig. 4. În aceeași figură s-au reprezentat secționările optime ale distribuitorilor și circulațiile corespunzătoare acestui caz prin săgeți pline.

Calculul pierderilor de putere activă a condus la următoarele rezultate: 126,6 kW în regimul inițial (fig. 2), 95,6 kW în regimul optim teoretic și 99,5 kW în regimul optim realizat. Rezultă posibilitatea reducerii pierderilor de putere activă cu 21,4 % (27,1 kW) în fideri și distribuitori.

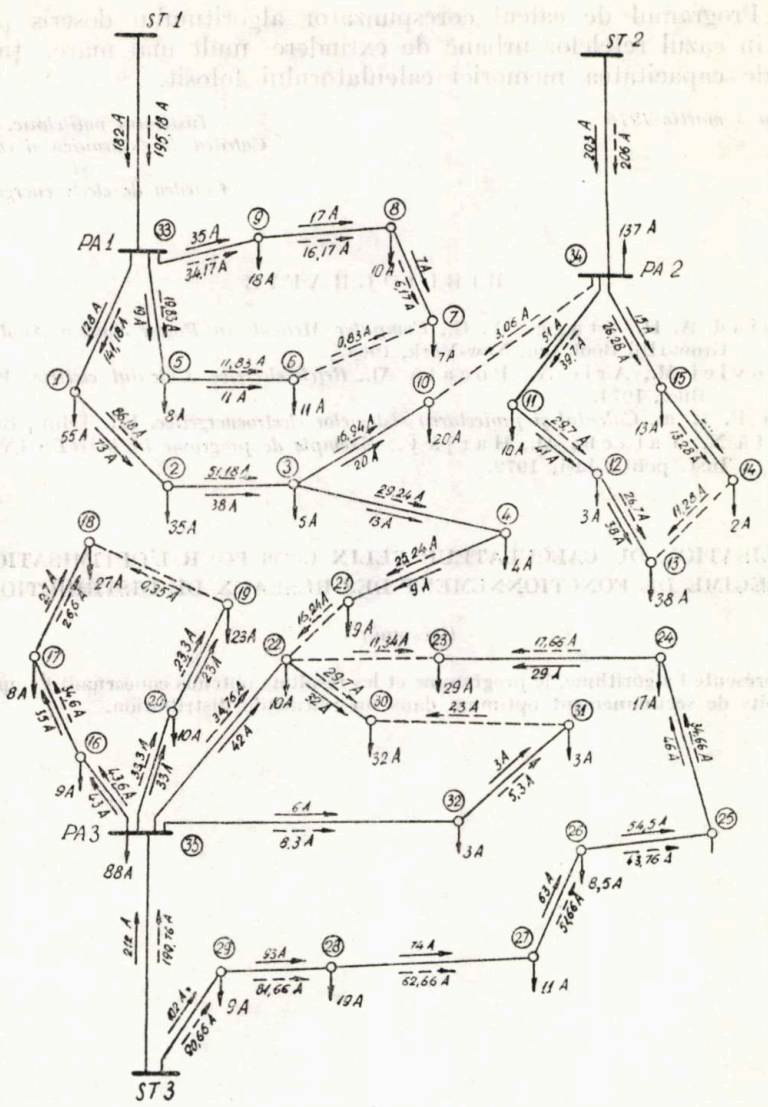


Fig. 4

7. Concluzii

1. Algoritmul de calcul propus permite obținerea unor soluții judicioase, utile atît în activitatea de exploatare cît și în cea de proiectare a dezvoltării rețelelor de distribuție urbane de medie tensiune, în legătură cu stabilirea locului optim de secționare a distribuitorilor.

2. Programul de calcul corespunzător algoritmului descris poate fi utilizat în cazul rețelelor urbane de extindere mult mai mare, ținîndu-se seama de capacitatea memoriei calculatorului folosit.

Primită la 3 martie 1976

Institutul politehnic, Iași,
Catedra de electronică și calculatoare
și
Catedra de electroenergetică

BIBLIOGRAFIE

1. El-Abiad A. H., Stagg W. G., *Computer Methods in Power System Analysis.* Mc Grow-Hill Book Co., New-York, 1968.
2. Bercovici M., Arie A., Poeată Al., *Rețele electrice. Calculul electric.* Ed. Tehn., Buc., 1974.
3. Dimo P. ș. a., *Calculul și proiectarea sistemelor electroenergetice.* Ed. Tehn., Buc., 1971.
4. Poeată N., Valachi Al., Harja C., *Exemple de programe în FORTRAN rezolvate.* Inst. polit., Iași, 1972.

L'UTILISATION DU CALCULATEUR FELIX C-256 POUR L'OPTIMISATION DU RÉGIME DE FONCTIONNEMENT DES RÉSEAUX DE DISTRIBUTION

(Résumé)

On présente l'algorithme, le programme et les résultats obtenus concernant l'emplacement des endroits de sectionnement optimum dans un réseau de distribution.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAȘI
Tomul XXIII (XXVII), Fasc. 1–2, 1977
Secția III
ELECTROTEHNICĂ
ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C.Z. 628.972 : 621.7

ASUPRA CURBELOR IZOCANDELE OPTIME ALE CORPURILOR DE ILUMINAT EXTERIOR PENTRU CENTRALE ȘI STAȚII ELECTRICE

DE

LAURIAN PREDA, V. PRISĂCARU, EUGEN BÎRLĂDEANU și JEAN IGNAT

1. Iluminarea în luxi într-un punct oarecare B din planul (S) (fig. 1) se determină cu relația [4] ... [6]:

$$E(x, y, z) = K(x, y, z)\, I(x, y, z), \tag{1}$$

unde: $I(x, y, z)$ reprezintă intensitatea luminoasă [candele], corespunzătoare vectorului intensității luminoase a izvorului de lumină cu direcția spre punctul B,

$$K(x, y, z) = \frac{h(0, 0, z)}{\sqrt{[h^2(0, 0, z) + r^2(x, y, 0)]^3}}, \tag{2}$$

$h(0, 0, z)$ — înălțimea de suspendare [m] a corpului de iluminat față de planul de iluminat (S), $r, (x, y, 0)$ — distanța [m] dintre piciorul perpendicularei dusă din centrul corpului de iluminat pe planul (S) și punctul B (OB — fig. 1).

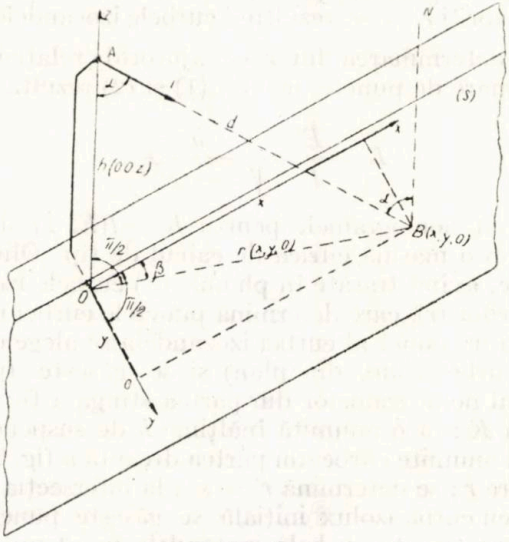


Fig. 1

Dacă s-ar cunoaște curbele izocandele în planul (S) acestea ar putea fi proiectate în planul (P), paralel cu acest plan și tangent la sfera de rază unitate în centrul căreia se găsește corpul de iluminat ; apoi s-ar putea trasa (proiecta) curbele izocandele pe sfera cu rază de 1 m [4] ... [6].

2. Pentru a trasa o curbă izocandelă în planul (S) trebuie să se determine cît mai multe puncte în care intensitatea luminoasă are valoarea constantă căutată (I = const.), deci, conform relației (1) punctele în care E/K = const. Deoarece înălțimea de suspendare a corpului de iluminat deasupra planului (S) nu se modifică (h = const.), iar conform relației (2), $K = f(r, h)$, punctele căutate ale curbei izocandele din planul (S) vor depinde de E și r. Dacă sînt trasate curbele izolux în planul de iluminat [4] ... [6], deci se cunoaște E, va fi necesar să se determine valorile r care îndeplinesc condiția (1) pentru intensitatea luminoasă constantă impusă de curba izocandelă. Din (1) și (2) rezultă :

$$r = \sqrt{\sqrt[3]{h^2 - \frac{I^2}{E^2}} - h^2}. \tag{3}$$

În acest mod r (raza cercului cu centrul în O — fig. 1) este perfect determinat. Intersecția curbei izolux cu cercul de rază r furnizează punctele curbei izocandele căutate, deci puncte de intersecție a curbei izolux cu curba izocandelă. Procedînd în același mod cu toate curbele izolux din plan se vor putea determina diverse valori pentru r și prin urmare diverse puncte de intersecție ale curbei izocandelă cu curbele izolux ; unindu-le se obține curba izocandelă căutată. Procedeul se repetă pentru toate curbele izocandele care urmează a fi determinate. La execuție se ține seama de scară, care trebuie să fie aceeași pentru curbele izolux, razele cercurilor, deci și pentru curbele izocandele. Dacă scara planului și a curbelor izolux este s, razele cercurilor de trasat pe grafic vor fi $r' = sr$, rezultînd curbele izocandele la aceeași scară s.

3. Deoarece determinarea lui r cu ajutorul relației (3) este dificilă pentru un număr mare de puncte, iar din (1) și (2) rezultă :

$$K = \frac{E}{I} = \frac{h}{\sqrt{(h^2 + r^2)^3}}, \tag{4}$$

în fig. 2 s-au trasat nomogramele pentru $K = f(E, I)$ și $K = f(r, h)$; s-a folosit în acest scop o mașină cifrică de calcul de tip „Olivetti". Cu ajutorul acestor nomograme, avînd trasate în planul (S) curbele izolux, se pot obține direct razele cercurilor (r), care determină punctele curbei izocandelă căutate.

Pentru a găsi un punct al curbei izocandelă se alege o valoare E (corespunzătoare unei curbe izolux din plan) și se găsește (pentru I = const., căutat), cu ajutorul nomogramelor din partea stîngă a fig. 2, valoarea corespunzătoare pentru K ; la o anumită înălțime h de suspendare a corpului de iluminat, deci unei anumite curbe din partea dreaptă a fig. 2, îi va corespunde pe abscisă o valoare r ; se determină $r' = sr$; la intersecția cercului de rază r' (cu centrul în O) cu curba izolux inițială se găsește punctul curbei izocandelă căutate. Avînd trasate curbele izocandele în planul (S), respectiv în

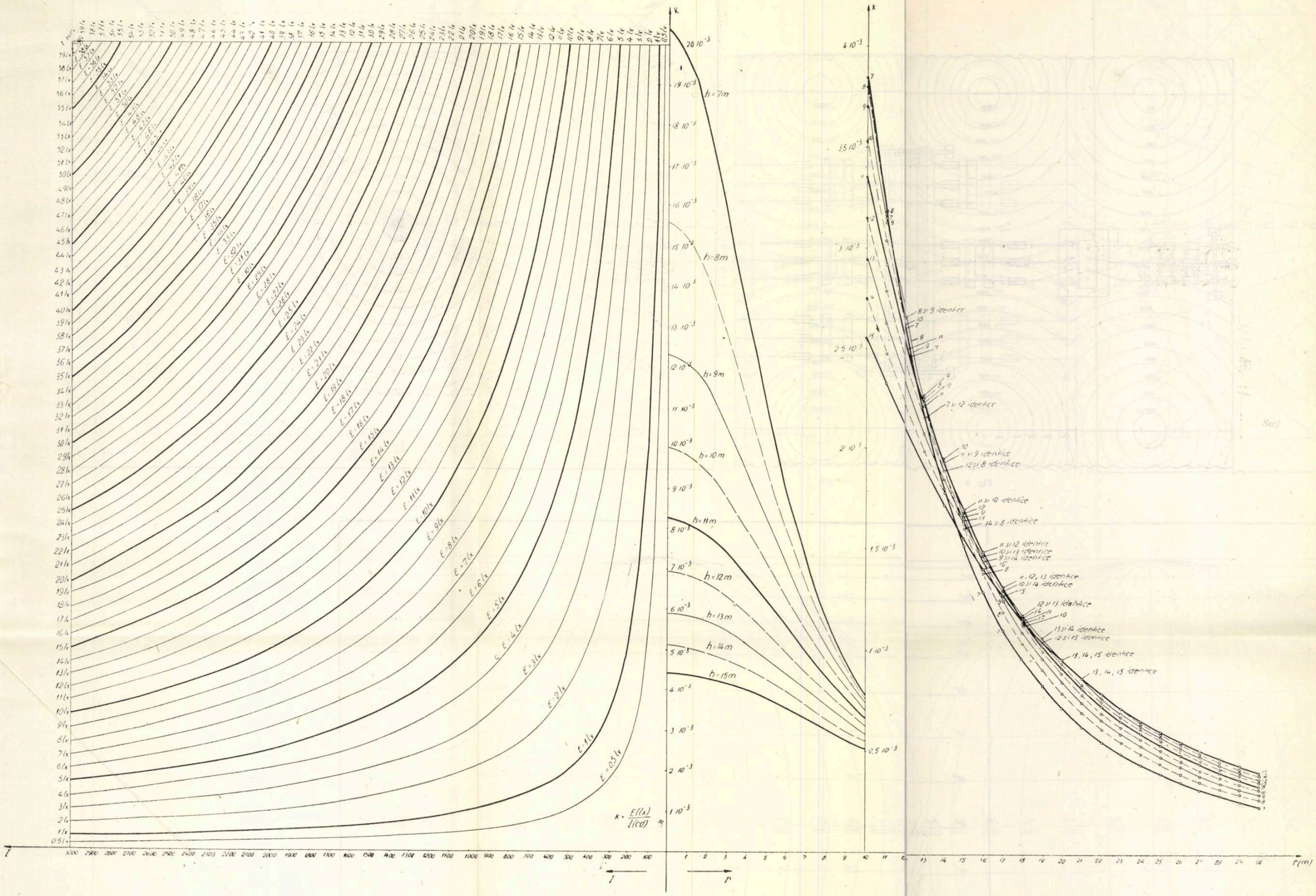

k
h=7m
h=8m
h=9m
h=10m
h=11m
h=12m
h=13m
h=14m
h=15m
K = E(lx) / I(cd)
I
r
r(m)
8 şi 9 identice
7 şi 12 identice
11 şi 10 identice
14 şi 8 identice
11 şi 12 identice
10 şi 13 identice
9 şi 14 identice
12 şi 13 identice
13 şi 14 identice
12 şi 15 identice
13, 14, 15 identice

Fig. 2

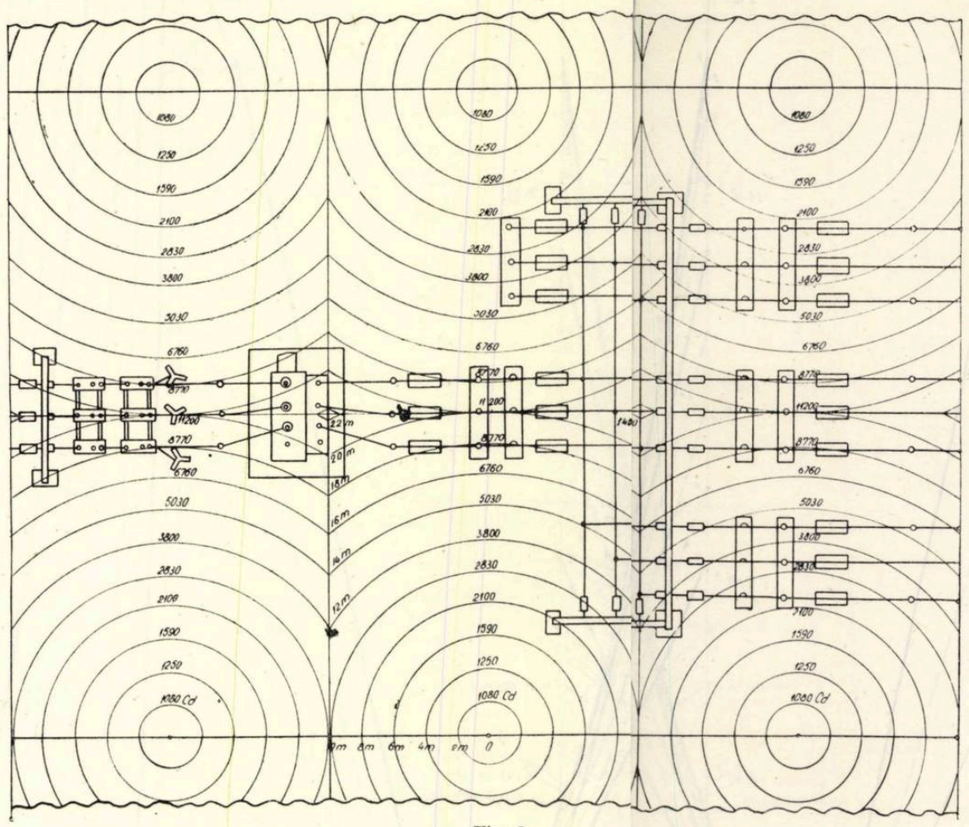


Fig. 3

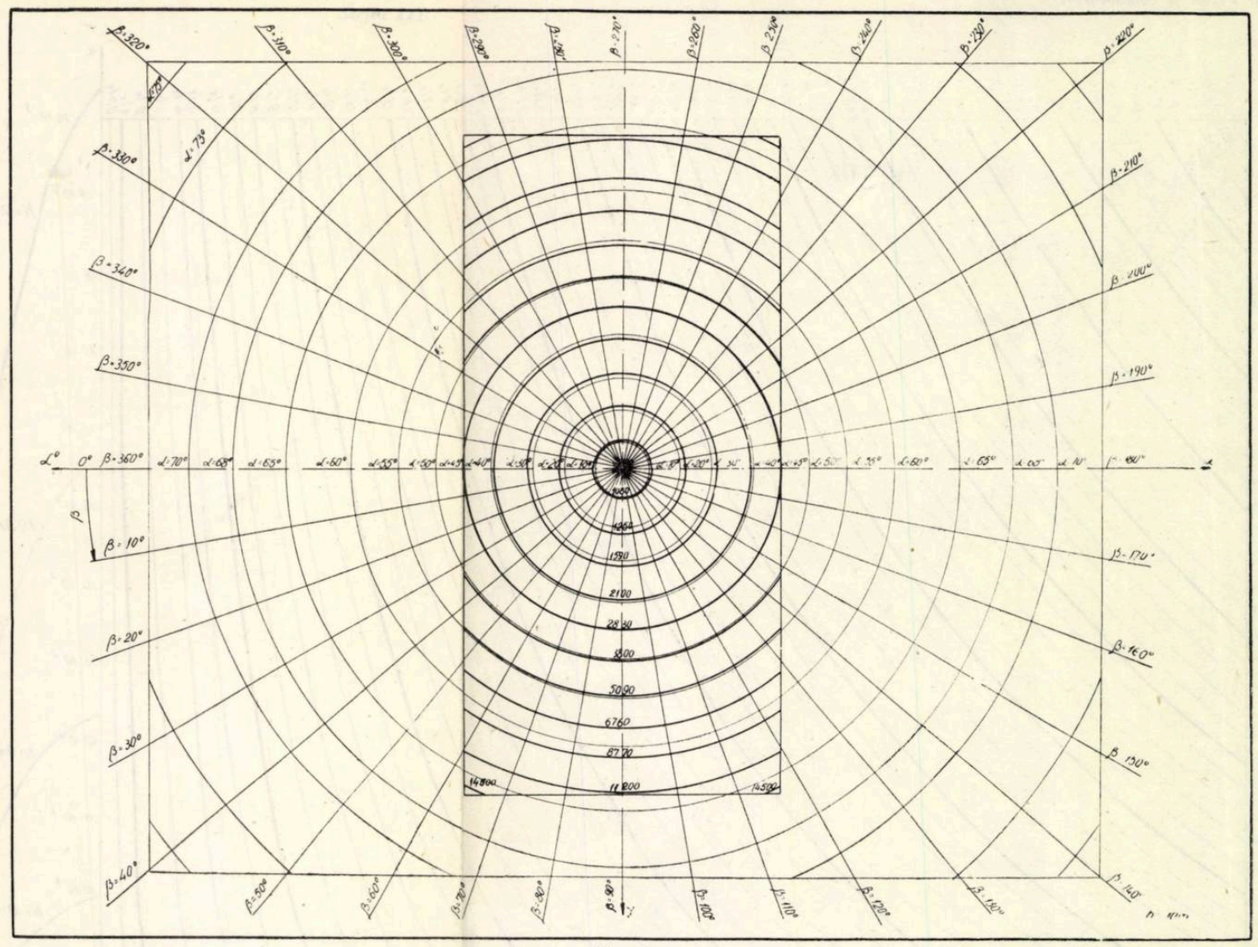


Fig. 4

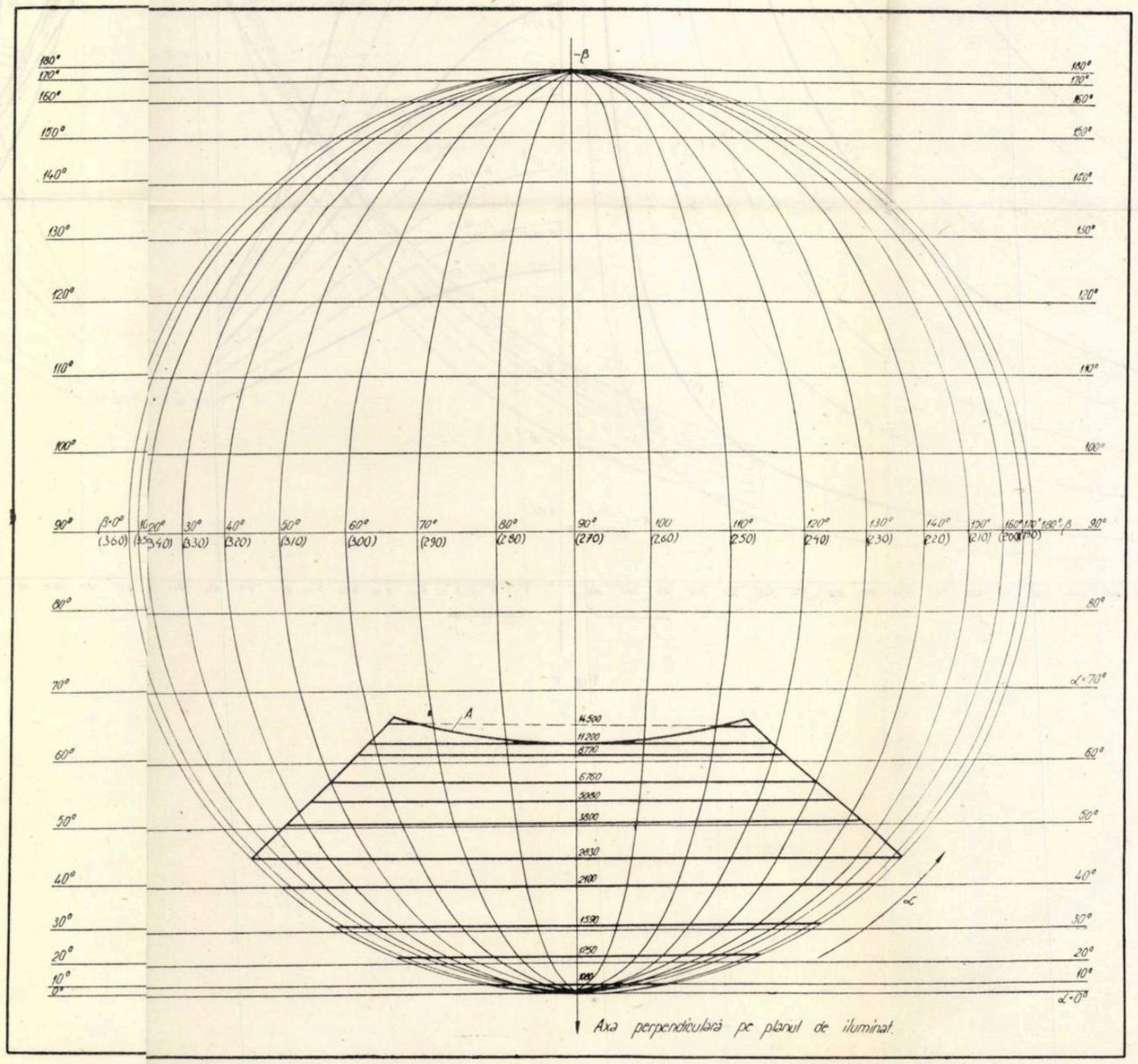


Fig. 6

planul tangent la sfera de rază unitate [5], pot fi trasate pe această sferă, în centrul căreia este situat corpul de iluminat.

4. Metoda propusă a fost utilizată în cadrul acestei lucrări, pentru găsirea curbelor izocandele optime pe sfera de rază unitate, în centrul căreia se găsește corpul de iluminat. Proiectarea unui corp de iluminat cu astfel de curbe izocandele conduce la obținerea unei iluminări constante în planul (S).

S-a considerat o porțiune dintr-o stație electrică cu o lățime de 40 m și corpuri de iluminat dispuse bilateral față în față și la o înălțime $h = 10$ m (conform fig. 3). S-a impus o iluminare constantă de 10 luxi pe o suprafață dreptunghiulară, egală pentru fiecare lampă (fig. 3). Cunoscînd $E = 10$ lx, $h = 10$ m și $s = 1/200$, cu ajutorul graficelor din fig. 2 au fost trasate în fig. 3 curbele izocandele în planul stației (cercuri și arce de cerc limitate de conturul suprafeței dreptunghiulare).

Variația intensității luminoase în funcție de depărtarea de piciorul perpendicularei dusă din izvorul de lumină pe planul iluminat este reprezentată în fig. 5. Folosind sistemul de coordonate din, fig. 4 [5], [6], se trasează pe sfera de rază unitate, în centrul căreia se află situat izvorul de lumină, curbele izocandele ale corpului de iluminat ideal, conform fig. 6 (limitate de curba A).

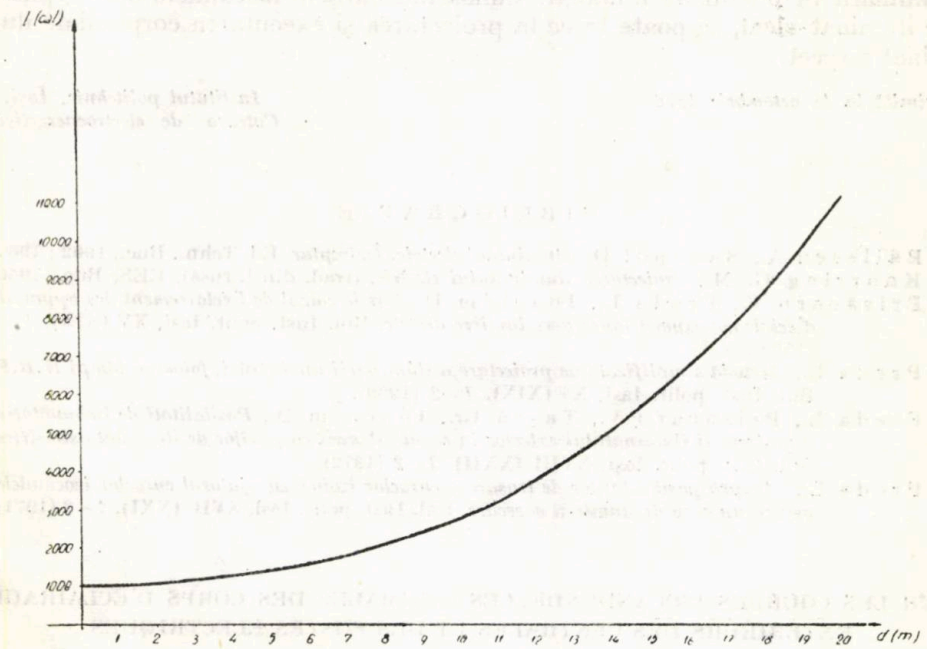


Fig. 5

Metoda expusă are un caracter general; dacă amplasarea corpurilor de iluminat se modifică (dispunere unilaterală, bilaterală alternată sau axială), înălțimea de suspendare a tuturor corpurilor de iluminat fiind aceeași (indiferent

de valoarea ei), rezultă, pentru o iluminare constantă, curbe izocandele de același profil (cercuri cu raza dependentă de înălțimea de suspendare), dar limitate de alte curbe, A a căror formă depinde de conturul suprafeței de iluminat (dreptunghiular sau triunghiular).

Concluzii

1. Avînd trasate curbele izolux într-un plan (S) situat la o distanță oarecare și într-o poziție arbitrară față de corpul de iluminat, se pot trasa curbele izocandele în același plan (S) (cunoscînd înălțimea de suspendare (h) a corpului de iluminat și curbele izolux din planul (S), se pot determina cu ajutorul relației (3), pentru o anumită iluminare, cercuri de rază r, care furnizează punctele de intersecție ale curbelor izolux cu izocandela căutată).

2. Trecerea de la curbele izolux la cele izocandele se simplifică considerabil (reducîndu-se la o metodă grafică), dacă se utilizează nomogramele din fig. 2 (trasate pe baza relației (4) cu ajutorul unei mașini cifrice de calcul).

3. Aplicarea procedeului a permis găsirea curbelor izocandele ale corpului de iluminat ideal (fig. 6), care realizează o repartiție constantă a iluminării în planul de iluminat. Cunoscînd curbele izocandele ale corpului de iluminat ideal, se poate trece la proiectarea și executarea corpului de iluminat respectiv.

Primită la 18 octombrie 1976

Institutul politehnic, Iași,
Catedra de electroenergetică

BIBLIOGRAFIE

1. Băilescu A., Savopol D., *Iluminatul electric. Îndreptar*. Ed. Tehn., Buc., 1962 ; 1969.
2. Knorring G. M., *Proiectarea iluminatului electric*, (trad. din l. rusă). EES, Buc., 1950.
3. Prisăcaru V., Preda L., Ioachim D., *Sur le calcul de l'éclairement des appareils d'éclairage asymétriques avec lumière directe*. Bul. Inst. polit. Iași, XV (XIX), *1—2* (1969).
4. Preda L., *Metodă simplificată de proiectare a iluminării unei străzi, folosind lămpi H.R.F.* Bul. Inst. polit. Iași, XV (XIX), *1—2* (1969).
5. Preda L., Prisăcaru V., Tașcă Gr., Ioachim D., *Posibilități de îmbunătățire a proiectării iluminatului exterior în cazul folosirii corpurilor de iluminat asimetrice*. Bul. Inst. polit. Iași, XVIII (XXII), *1—2* (1972).
6. Preda L., *Asupra posibilităților de trasare a curbelor izolux cu ajutorul curbelor izocandele, pentru un corp de iluminat oarecare*. Bul. Inst. polit. Iași, XVII (XXI), *1—2* (1971).

SUR LES COURBES ISOCANDENDELLES OPTIMALES DES CORPS D'ÉCLAIRAGE EXTÉRIEURS DES CENTRALES ET DES POSTES ÉLECTRIQUES

(Résumé)

La méthode proposée permet à déterminer les courbes isocandelles nécessaires à la réalisation des projets et à l'exécution d'un corps d'éclairage lorsqu'on connaît les courbes isolux dans le plan à éclairer. En particulier, on peut trouver les courbes isocandelles du corps d'éclairage idéal qui fournit un éclairage constant sur le plan éclairé (la surface d'une centrale ou d'un poste électrique).

Nr. coli tipar : 6,25

Tiparul executat la Întreprinderea poligrafică
Iaşi, str. Vasile Alecsandri nr. 6,
sub. cd. nr. 419
REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

1978 APR 2 1

40822

F 1503/3

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI

Tomul XXIII (XXVII)

Fasc. 3—4

SECŢIA III ELECTROTEHNICĂ
ELECTRONICĂ
AUTOMATIZĂRI

1977

MŰSZAKI KÖNYVTÁRÉS DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1883

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI

Tomul XXIII (XXVII)

Fasc. 3—4

SECŢIA III ELECTROTEHNICĂ
ELECTRONICĂ
AUTOMATIZĂRI

1977

COLEGIUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. VAL. BLIDARU, prof. dr. doc. N. V. BOȚAN, prof. dr. ing. GH. CAȘLER, prof. dr. ing. M. GAFIȚANU (președinte), prof. dr. P. MÂLCOMETE, prof. dr. doc. D. MANGERON, prof. dr. ing. T. SILION, acad. prof. dr. doc. CR. SIMIONESCU, prof. dr. ing. I. VLAD

COMITETUL DE REDACȚIE AL SECȚIEI

III. ELECTROTEHNICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

Prof. dr. ing. I. BEJAN
Prof. dr. ing. D. BĂRBULESCU
Prof. dr. ing. AL. POEATĂ

REDACȚIA

Prof. dr. doc. D. MANGERON (redactor responsabil)
Prof. dr. ing. HUGO ROSMAN (secretar)
ECATERINA IRIMIEA (tehnoredactor)

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
BULLETIN OF THE POLYTECHNIC INSTITUTE OF JASSY
ИЗВЕСТИЯ ЯССКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА
Tomul XXIII (XXVII), Fasc. 3—4 1977

Secţia III

ELECTROTEHNICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

SUMAR

Pag.

H. ROSMAN şi A. IOINOVICI, Asupra realizării ferorezonanţei la poarta de acces a unui dipol neliniar, inerţial, în regim permanent sinusoidal (engl., rez. rom.) 7

N. ZITRON, Contribuţii la studiul oscilaţiilor aproape periodice în divizorul magnetic de frecvenţă (germ., rez. rom.) 11

FL. TRIFAN, Metode de calcul a tensiunii electromotoare induse prin efect Procopiu, în cazul cînd materialul feromagnetic este supus unui moment de torsiune (rom., rez. engl.) 23

A. BARABOI, Discontinuităţi ale semnalului răspuns de regim forţat, datorate variaţiei frecvenţelor în circuite ferorezonante conţinînd o bobină neliniară cu miez magnetizat pe direcţii ortogonale (franc., rez. rom.). . . 31

L. GORAŞ, Comportarea ideală şi neideală a circuitelor cu impedanţă de modul constant (engl., rez. rom.) 37

M. CREŢU, Consideraţii privind radiomăsurarea diferenţei de fază a semnalelor alternative de joasă frecvenţă (germ., rez. rom.) 41

M. BĂBESCU, Asupra motorului liniar asincron cu indus feromagnetic şi întrefier variabil (engl., rez. rom.) 47

M. VOICU, Analiza perturbaţiei stochastice interne, cauză formală a regimului deformant, folosind metodele dinamicii statistice (germ., rez. rom.) . . . 53

M. DIACONESCU, Stand pentru modelarea caracteristicilor mecanice ale sistemelor de acţionare electrice (germ., rez. rom.) 61

M. OPRIŞOR, Reglarea frînării cu condensatoare a motorului asincron trifazat (rom., rez. franc.) 67

CR. PAL, Consideraţiuni privind îmbunătăţirea performanţelor dinamice ale motoarelor pas cu pas (rom., rez. rusă) 73

N. REUS şi C. HUŢANU, Sinteza automatelor finite cu memorie, prin metoda simbolică (rom., rez. franc.) 79

AL. POEATĂ, GH. CÎRŢINĂ şi GH. GEORGESCU, Contribuţii la optimizarea dezvoltării surselor reactive în sistemele energetice (rom., rez. franc.) . . 87

RECENZII 91

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
BULLETIN OF THE POLYTECHNIC INSTITUTE OF JASSY
ИЗВЕСТИЯ ЯССКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА
Том XXIII (XXVII), Fasc. 3—4 1977

Section III

ELECTROTECHNICS. ELECTRONICS. AUTOMATION

CONTENTS

Pp.

H. ROSMAN and A. IOINOVICI, About the Realization of Ferroresonance at the Terminal of an Inertial Nonlinear One Port Circuit in Sinusoidal Steady State (English, Romanian summary) 7

N. ZITRON, Beiträge zur Untersuchung der fast periodischen Schwingungen in magnetischen Frequenzteiler (German, Romanian summary) 11

FL. TRIFAN, Methods of Calculating the Electromotive Force induced by Procopiu Effect, if the Ferromagnetic Material is subjected to a Stress of Torsion (Romanian, English summary) 23

A. BARABOI, Discontinuités de l'amplitude du signal de sortie, en régime forcé dues à la variation des fréquences dans des circuits ferrorésonants ayant une bobine nonlinéaire à noyau magnétisé orthogonalement (French, Romanian summary) 31

L. GORAŞ, Ideal and Nonideal Behaviour of Constant Module Impedance Circuits (English, Romanian summary) 37

M. CREŢU, Einige Betrachtungen über die Funkmessung Phasendifferenz von Wechselgrößen niederer Frequenz (German, Romanian summary) . . 41

M. BĂBESCU, About the Linear Motor with Ferromagnetic Armature and Variable Air Gap (English, Romanian summary) 47

M. VOICU, Analyse der inner stochastischen Störung, formelle Ursache des Verzerrungsbetriebes von elektrischen industriellen Netzwerken, mittels dynamisch statistischer Methoden (German, Romanian summary). . 53

M. DIACONESCU, Modellierstand für die Erarbeitung der mechanischen Charakteristiken von elektrischen Antriebsysteme (German, Romanian summary). 61

M. OPRIŞOR, Le réglage du freinage du moteur asynchrone à l'aide des condensateurs (Romanian, French summary) 67

CR. PAL, About the Improvement of the Dynamic Performances of the Step by Step Motor (Romanian, Russian summary) 73

N. REUS et C. HUŢANU, Synthèse des automates finies à mémoire, par la méthode symbolique (Romanian, French summary) 79

AL. POEATĂ, GH. CÎRŢINĂ et GH. GEORGESCU, Contributions à l'optimisation du développement des sources réactives dans les systèmes énergétiques (Romanian, French summary) 87

BOOK REVIEWS 91

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
BULLETIN OF THE POLYTECHNIC INSTITUTE OF JASSY
ИЗВЕСТИЯ ЯССКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА
Том XXIII (XXVII), Вып. 3—4 1977

Секция III

ЭЛЕКТРОТЕХНИКА. ЭЛЕКТРОНИКА. АВТОМАТИКА

СОДЕРЖАНИЕ

Стр.

Г. РОСМАН и А. ИОЙНОВИЧ, Реализование феррорезонанса на входь нелинейного инерционного диполья в синусоидальном установившемся режиме (англ., рез. рум.) 7

Н. ЦИТРОН, К исследованию автомодуляции в магнитном делителе частоты (нем., рез. рум.) 11

ФЛ. ТРИФАН, Способ расчета э.д.с. индуктированой эффектом Прокопиувферромагнитных веществах подчинены скручивающего момента (рум., рез. англ.) 23

А. БАРАБОЙ, Прерывности выходного сигнала вынужденного режима в феррорезонансных цепях с ортогонально управляемой нелинейной катушкой 31

Л. ГОРАШ, Идеальное и неидеальное поведение цепей с постоянной модульей (англ., рез. рум.) 37

М. КРЕЦУ, К радиоизмерению сдвига фаз переменных сигналов низкого чястота (нем., рез. рум.) 41

М. БЭБЕСКУ, Прямолинейный асинхронный двигатель с ферромагнитным якорем и изменяемым зазором (англ., рез. рум.) 47

М. ВОЙКУ, Анализ при помощи методов статистической динамики внутреней стохастическогой пертурбации, являющей формальной причиной несинусоидального режима в промышленных электросетях (нем., рез. рум.) 53

М. ДЯКОНЕСКУ, Стенд для моделирования механических характеристик системах электропривода (нем., рез. рум.) 61

М. ОПРИШОР, Регулирование конденсаторного торможения асинхронного трехфазного двигателя (рум., рез. франц.) 67

К. ПАЛ, Соображения в связи с улучшением динамических достижении шаговых электродвигателей (рум., рез. русск.) 73

Н. РЕУС и К. ХУЦАНУ, Синтез конечных автоматов с помощю симболическим методом (рум., рез. франц.) 79

АЛ. ПОЕАТЭ, Г. КЫРЦИНЭ и Г. ДЖЕОРДЖЕСКУ, К оптимизации развития реактивных источников в энергетических системах (рум., рез. франц.) 87

РЕЦЕНЗИЙ 91

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAȘI
Tomul XXIII (XXVII), Fasc. 3—4, 1977
Secția III
ELECTROTEHNICĂ
ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

D.C. 621.392.4 : 517.93

ABOUT THE REALISATION OF FERRORESONANCE AT THE TERMINALS OF AN INERTIAL NONLINEAR ONE-PORT CIRCUIT IN SINUSOIDAL STEADY-STATE

BY

HUGO ROSMAN and ADRIAN IOINOVICI

1. Introduction

It is known [1] that the resonance at the terminals of an inertial nonlinear one-port circuit in sinusoidal steady-state is realised if equivalent (nonlinear) reactance of the circuit becomes zero. Usually this is called *ferroresonance* state.

It is of interest to make a connection between the possibilities of realisation of ferroresonance state and the structure of transfer element (one- or two-port, linear or nonlinear) interposed between the source and the inertial nonlinear one-port circuit. The aim of this paper is to establish sufficient conditions for the realisation of ferroresonance state at the terminals of an inertial nonlinear one-port circuit, supplied through an one-port circuit, also nonlinear and inertial, in sinusoidal steady-state. The obtained results may be useful for the synthesis of transfer elements (one- or two-port, linear or nonlinear) such that resonance or, more generally, ferroresonance be realised at the output.

2. Formulation of the Problem

Consider the circuit represented in Fig. 1, consisting of an ideal sine-voltage source that supplies the one-port circuit having the parameters R'', X''_L, X''_C, through the transfer one-port circuit with the parameters R', X'_L, X'_C. In the case, considered as general, where both one-port circuits are nonlinear and inertial, it is possible to consider the following expressions for the parameters of these circuits [1]:

$$(1)\begin{cases} R' = a'_1 + \frac{3}{4}a'_3 I_m^2, \quad R'' = a''_1 + \frac{3}{4}a''_3 I_m^2, \\ X'_L = b'_1\omega - \frac{3}{4}b'_3\omega I_m^2, \quad X''_L = b''_1\omega - \frac{3}{4}b''_3\omega I_m^2, \\ X'_C = \frac{c'_1}{\omega} + \frac{3c'_3}{4\omega^3} I_m^2, \quad X''_C = \frac{c''_1}{\omega} + \frac{3c''_3}{4\omega^3} I_m^2, \end{cases}$$

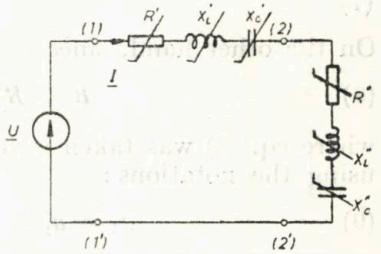


Fig. 1

where ω represents the angular frequency of sine-voltage source, I_m — the amplitude of current and

$$(2) \qquad \begin{cases} a_1' > 0,\ a_3' \gtrless 0;\ a_1'' > 0,\ a_3'' \gtrless 0;\ b_1' > 0;\ b_3' \gtrless 0; \\ b_1'' > 0,\ b_3'' \gtrless 0;\ c_1' > 0,\ c_3' \gtrless 0;\ c_1'' > 0,\ c_3'' \gtrless 0, \end{cases}$$

the circuit being considered in sinusoidal steady-state.

We have to establish the conditions under which, given the circuit represented in Fig. 1, the ferroresonance state is obtainable at the output terminals (2), (2'). This means, in the end, to decide on the conditions that lead to the fulfilling of the equation:

$$(3) \qquad X_L'' = X_C''.$$

3. Sufficient Conditions for the Realisation of Ferroresonance; General Case

Since the circuit represented in Fig. 1 is in sinusoidal steady-state, the analysis is possible by using the analytic symbolic method [1]. According to this method:

$$(4) \qquad \underline{I} = \frac{\underline{U}}{R + jX},$$

where $\underline{U}$ represents the sine-voltage source complex r.m.s. value, I-current r.m.s. value flowing through the circuit, R — total resistance, X — total reactance. It follows from (4):

$$(5) \qquad I_m = \sqrt{2}\,\frac{U}{\sqrt{R^2 + X^2}}.$$

In order to investigate more closely the conditions that lead to eq. (3) we substitute X_L'', X_C'' with the expressions from (1) and obtain the relation:

$$(6) \qquad I_m = \frac{2}{\sqrt{3}}\sqrt{\frac{b_1''\,\Omega^2 - c_1''\Omega}{b_3''\,\Omega_1^2 + c_3''}},$$

where

$$(7) \qquad \Omega = \omega^2.$$

On the other hand, since

$$(8) \qquad R = R' + R'',\ X = X_L' - X_C',$$

where eq. (3) was taken into account, resorting again to relations (1) and using the notations:

$$(9) \qquad a_1 = a_1' + a_1'' > 0, \quad a_3 = a_3' + a_3'' \gtrless 0,$$

expressions (5) leads to

$$I_m = \sqrt{2}\frac{U}{\sqrt{\left(a_1 + \frac{3}{4}a_3 I_m^2\right)^2 + \Omega\left[b_1' - \frac{c_1'}{\Omega} - \frac{3}{4}\left(b_3' + \frac{c_3'}{\Omega^2}\right) I_m^2\right]^2}}. \tag{10}$$

Finally, by taking into account of (6), we obtain from (10) an algebraic equation of the 7th degree in Ω:

$$A\Omega^7 + B\Omega^6 + C\Omega^5 + D\Omega^4 + E\Omega^3 + F\Omega^2 + G\Omega + H = 0, \tag{11}$$

with

$$\begin{cases} A = 2b_1''(b_1' b_3'' - b_1'' b_3')^2 > 0, \\ H = -2c_1''(c_1' c_3'' - c_1'' c_3')^2 - 3c_3''^3 U^2 \gtrless 0. \end{cases} \tag{12}$$

Let Ω_k, $(k = 1, 2, ..., 7)$, be the roots of eq. (11), among which at least one is real. It is known that

$$\prod_{k=1}^{7} \Omega_k = -\frac{H}{A}, \tag{13}$$

and taking into account (12),

$$\prod_{k=1}^{7} \Omega_k = \frac{2c_1''(c_1' c_3'' - c_1'' c_3')^2 + 3c_3''^3 U^2}{2b_1''(b_1' b_3'' - b_1'' b_3')^2}. \tag{14}$$

In order that at least one of the roots Ω_k be real and positive, such that the ferroresonance state to exist, it is sufficient either

$$c_3'' > 0, \tag{15}$$

or

$$c_3'' < 0 \text{ but } U < \sqrt{-\frac{1}{c_3''} \cdot \frac{2c_1''(c_1' c_3'' - c_1'' c_3')^2}{3c_3''^2}}. \tag{16}$$

Evidently, it is necessary that to this (or these) real and positive roots of eq. (11), if they exist, to correspond, on the basis of relation (6), a real and positive value of the current amplitude. This last condition is satisfied if

$$\text{sign}(b_1'' \Omega^2 - c_1'' \Omega) = \text{sign}(b_3'' \Omega^2 + c_3''), \tag{17}$$

or under the equivalent form:

$$b_1'' b_3'' \Omega^3 - b_3'' c_1'' \Omega^2 + b_1'' c_3'' \Omega - c_1'' c_3'' > 0. \tag{18}$$

Therefore, *the sufficient conditions for the realisation of ferroresonance state at the terminals of an inertial nonlinear one-port circuit represented in Fig. 1 are as follows*:

a) *one of the conditions (15), (16) must be satisfied*;

b) *the frequency (frequencies) of ferroresonance must fulfil inequality (18).*

Note. It results from the analysis of relations (15), (16) and (18) that the conditions for the realisation of ferroresonance state (states) do not depend on the linear or nonlinear character of resistors in the circuit represented in Fig. 1. Yet, the value (values) of ferroresonance frequency (frequencies) are essentially dependent on the nonlinearity of the resistors.

4. Particular Cases

If the capacitor in the transfer one-port circuit is linear ($X_C = 1/\omega C_1$) the equation satisfied by the ferroresonance angular frequency is of the form (11) as well, with :

$$(19) \qquad \begin{cases} A = 2b_1'' C_1^2 (b_1' b_3'' - b_1'' b_3')^2 > 0, \\ H = -(2c_1'' + 3U^2 C_1^2 c_3'') c_3''^2 \gtrless 0. \end{cases}$$

A similar situation is encountered in the particular case where the inductor of the transfer one-port circuit is linear ($X_L' = \omega L_1$). The conclusions are valid even in the particular case where the transfer one-port circuit is entirely linear.

Other interesting particular cases may be encountered if the transfer one-port circuit is linear and the load one-port circuit contains only one or two nonlinear elements, out of which at least one is reactive, obviously.

Received, April 10, 1977

Polytechnic Institute, Jassy,
Department of Electrotechnics,
Electrical Measurements and Machines

REFERENCES

1. Savin Gh., Rosman H., *Circuite electrice neliniare şi parametrice.* Ed. Tehn., Buc., 1973.

ASUPRA REALIZĂRII FERREZONANŢEI LA POARTA DE ACCES A UNUI DIPOL NELINIAR INERŢIAL ÎN REGIM PERMANENT SINUSOIDAL

(Rezumat)

Condiţiile suficiente de realizare a regimului de ferorezonanţă la poarta de acces a unui dipol neliniar inerţial, alimentat printr-un dipol de asemenea neliniar inerţial, funcţionînd în regim permanent sinusoidal, sînt următoarele :

a) să fie satisfăcută una din relaţiile (15), (16) ;

b) frecvenţa (frecvenţele) de rezonanţă să verifice inegalitatea (18).

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXIII (XXVII), Fasc. 3—4, 1977
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ
ELECTRONICĂ·AUTOMATIZĂRI

D.K. 621.314.263

BEITRÄGE ZUR UNTERSUCHUNG DER FAST PERIODISCHEN SCHWINGUNGEN IM MAGNETISCHEN FREQUENZTEILER

VON

NORBERT ZITRON

1. Vorwort

Der auf der zweiten Unterschwingung erregte magnetische Frequenzteiler mit längsgerichteter Magnetisierung hat die Eigenschaft, daß in manchen Bereichen, die von bestimmten Beziehungen zwischen den Teilersparametern definiert sind, fast periodische Schwingungen erscheinen können.

Obwohl in den Arbeiten [1] und [2] die fast periodische Schwingungen im magnetischen Frequenzteiler untersucht werden, sind die Ursachen der Erscheinung dieser Schwingungen und die Fragen die mit denen in Verbindung kommen, in der Literatur nicht zufriedenstellend analysiert.

2. Arbeitsweise des magnetischen Frequenzteilers bei sinusförmiger Spannungsspeisung

Der einphasige magnetische Frequenzteiler mit längsgerichteter Magnetisierung besteht aus zwei gleiche ferromagnetische Kerne (*I* und *II*), auf welchen zu drei Wicklungen mit den Windungszahlen n_1, n_0 und n_2 angeordnet sind (Abb. 1). Der aus den Wicklungen n_2, dem Lastwiderstand R und dem Kondensator C gebildete Kreis, in welchen sich die unterharmonische Schwingung, im betrachteten Falle mit der Kreisfrequenz $\omega/2$, erregt, ist der Resonanzkreis des Frequenzteilers.

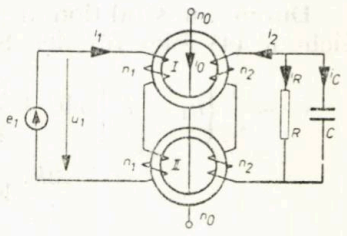


Abb. 1

Für die weiteren Betrachtungen werden die magnetische Kennlinien der Kerne eindeutig, identisch und annäherendbar durch ein unvollständiges Polynom drittes Grades:

$$\sum_{l=0}^{2} n_l i_l = k_1 \Phi + k_3 \Phi^3, \tag{1}$$

wobei k_1 und k_3 Annäherungskoeffizienten sind, betrachtet.

Gleichfalls, wird angenommen, daß die Wicklungswiderstände praktisch vernachläßigbar sind und daß die Stromharmonischen im Gleichstromkreis gemildert werden.

Die Spannungen u_1 und u_2 werden als sinusförmig:

$$u_1 = U_{1m} \cos \omega t, \quad u_2 = U_{2m} \cos\left(\frac{\omega}{2} t + \theta\right) \tag{2}$$

betrachtet, wobei U_{1m} und U_{2m} die Spannungsamplituden sind und θ die Anfangsphase der erregten Spannung mit der Kreisfrequenz $\omega/2$ ist.

In diesem Falle sind die Flüsse Φ_1 und Φ_2 von den Gleichungen:

$$\Phi_1 = \frac{U_{1m}}{2\omega n_1} \sin \omega t, \quad \Phi_2 = \frac{U_{2m}}{\omega n_2} \sin\left(\frac{\omega}{2} t + \theta\right), \tag{3}$$

gegeben.

Für den Fall, daß die Ströme wie in Abb. 1 flüssen, kann man folgende Gleichungen:

$$\begin{cases} \Phi_I = \Phi_0 + \Phi_1 + \Phi_2 = \Phi_0 + \dfrac{U_{1m}}{2\omega n_1} \sin \omega t + \dfrac{U_{2m}}{\omega n_2} \sin\left(\dfrac{\omega}{2} t + \theta\right), \\ \Phi_{II} = \Phi_0 + \Phi_1 - \Phi_2 = \Phi_0 + \dfrac{U_{1m}}{2\omega n_1} \sin \omega t - \dfrac{U_{2m}}{\omega n_2} \sin\left(\dfrac{\omega}{2} t + \theta\right), \end{cases} \tag{4}$$

wobei Φ_I und Φ_{II} die Flüsse der Kerne *I* und *II* und Φ_0 der Gleichfluß sind, schreiben.

Wird jetzt die Gleichung (1) einzeln für die Kerne *I* und *II* geschrieben, so ergibt sich:

$$\begin{cases} n_0 i_0 + n_1 i_1 + n_2 i_2 = k_1 \Phi_I + k_3 \Phi_I^3, \\ n_0 i_0 + n_1 i_1 - n_2 i_2 = = k_1 \Phi_{II} + k_3 \Phi_{II}^3. \end{cases} \tag{5}$$

Durch Substraktion der Gleichungen (5) und berücksichtigend die Gleichung (4) folgt für den Strom i_2 der Ausdruck:

$$i_2 = \frac{1}{n_2}\left\{k_1 + k_3\left[3\Phi_0^2 + \frac{3}{2}\left(\frac{U_{1m}}{2\omega n_1}\right)^2 + \frac{3}{4}\left(\frac{U_{2m}}{\omega n_2}\right)^2\right]\right\} \frac{U_{2m}}{\omega n_2} \sin\left(\frac{\omega}{2} t + \theta\right) - \\ - \frac{3k_3}{n_2} \Phi_0 \frac{U_{1m}}{2\omega n_1} \cdot \frac{U_{2m}}{\omega n_2} \cos\left(\frac{\omega}{2} t - \theta\right). \tag{6}$$

In der Gleichung (6) wurden die höheren Stromharmonischen vernachläßigt.

Der erste Kirchhoffsche Satz für den Resonanzkreis ergibt:

$$i_2 + i_R + i_C = 0, \tag{7}$$

mit:

$$(8)\qquad \begin{cases} i_R = \dfrac{u_2}{R} = \dfrac{U_{2m}(t)}{R}\cos\left[\dfrac{\omega}{2}t + \theta(t)\right], \\ i_C = C\dfrac{du_2}{dt} = C\dfrac{dU_{2m}(t)}{dt}\cos\left[\dfrac{\omega}{2}t + \theta(t)\right] - \\ \quad - CU_{2m}(t)\left[\dfrac{\omega}{2} + \dfrac{d\theta(t)}{dt}\right]\sin\left[\dfrac{\omega}{2}t + \theta(t)\right], \end{cases}$$

wobei man, daß U_{2m} und θ Zeitfunktionen sind, auszeichnete.

Setzt man (6) und (8) in (7) ein, dann erhält man nach Identifizierung:

$$(9)\qquad \begin{cases} \dfrac{dU_{2m}}{dt} = -\dfrac{U_{2m}}{RC} + 3k_3\dfrac{\Phi_0}{Cn_2}\cdot\dfrac{U_{1m}}{2\omega n_1}\cdot\dfrac{U_{2m}}{\omega n_2}\cos 2\theta, \\ \dfrac{d\theta}{dt} = \left[k_1 + k_3\left(3\Phi_0^2 + \dfrac{3}{8}\cdot\dfrac{U_{1m}^2}{\omega^2 n_1^2} + \dfrac{3}{4}\cdot\dfrac{U_{2m}^2}{\omega^2 n_2^2}\right)\right]\dfrac{1}{C\omega n_2^2} - \\ \quad - \dfrac{\omega}{2} - 3k_3\dfrac{\Phi_0}{C\omega n_2^2}\cdot\dfrac{U_{1m}}{2\omega n_1}\sin 2\theta. \end{cases}$$

Die Gleichungen (9) kann man für die annäherende Untersuchung der stabilen Unterschwingungen im magnetischen Frequenzteiler benützen [3]. Sie ermöglichen aber die Analyse der fast periodischen Schwingungen nicht, darum ist mit Ihnen die vollständige Untersuchung des Frequenzteilers nicht möglich.

3. Änderung der Gleichkomponente des magnetische Flusses

Es wurde in der Arbeit [4] gezeigt, daß die Änderung der Gleichkomponente des magnetischen Flusses die Hauptursache der Erscheinung von fast periodischen Schwingungen in ferroresonanten Kreisen ist. Die Änderung der Flußgleichkomponente ist ausgeprägter im Falle der Arbeitsweise der nichtlinearen gesteuerten Spule im freien Magnetisierungsvorgang (mit freien Stromharmonischen im Steuerungskreis).

Im Falle des magnetischen einphasigen Frequenzteilers bei sinusförmiger Spannungsspeisung ist, gleichfalls, die Änderung der Flußgleichkomponente die Ursache der Erscheinung von fast periodischen Schwingungen, weil die Stromharmonischen frei durch den Speisungskreis flüssen. Außerdem, erzeugt sich eine Änderung der Flußgleichkomponente durch Rückwirkung, als Folge der Erregung der zweiten Unterschwingung [3].

Um die Gleichung des Gleichflusses zu bestimmen nützt man die Gleichung des Speisungskreises:

$$(10)\qquad n_1\frac{d(\Phi_I + \Phi_{II})}{dt} + r_1 i_1 = U_{1m}\cos\omega t,$$

wobei r_1 der Widerstand der Primärwicklungen mit den Windungszahlen n_1, der einen sehr kleinen Betrag hat und bis jetzt vernachläßigt wurde, ist. Die Summe $\Phi_I + \Phi_{II}$ erhält man mit den Gleichungen (4):

$$\Phi_I + \Phi_{II} = 2\Phi_1(t) + 2\Phi_0(t). \tag{11}$$

Betrachtet man, daß der Gleichfluß Φ_0 sich langsam mit der Zeit ändert, dann folgt, daß auch der Strom i_1 ein langsam zeitändernde Komponente hat, sodaß man:

$$i_1 = i_{10}(t) + i_{1\sim}(t) \tag{12}$$

schreiben kann.

Durch Berücksichtigung der Gleichungen (10)...(12) ergibt sich, daß die langsame zeitändernde Komponenten die folgende Differentialgleichung:

$$\frac{d\Phi_0}{dt} = -\frac{r_1}{2n_1} i_{10}(t) \tag{13}$$

befriedigen.

Aus den Gleichungen (5) erhält man:

$$n_1 i_{10} = -n_0 i_{10} + k_1\Phi_0 + k_3\Phi_0^3 + \frac{3}{2}k_3\Phi_0\left(\frac{U_{1m}}{2\omega n_1}\right)^2 + \\ + \frac{3}{4}k_3\left(\frac{U_{2m}}{\omega n_2}\right)^2\left(2\Phi_0 - \frac{U_{1m}}{2\omega n_1}\sin 2\theta\right), \tag{14}$$

sodaß:

$$\frac{d\Phi_0}{dt} = -\frac{r_1}{2n_1^2}\left[-n_0 i_0 + k_1\Phi_0 + k_3\Phi_0^3 + \frac{3}{2}k_3\Phi_0\left(\frac{U_{1m}}{2\omega n_1}\right)^2 + \right. \\ \left. + \frac{3}{4}k_3\left(\frac{U_{2m}}{\omega n_2}\right)^2\left(2\Phi_0 - \frac{U_{1m}}{2\omega n_1}\sin 2\theta\right)\right]. \tag{15}$$

Es folgt, daß die vollständige Analyse der Arbeitsweise des Teilers mit dem Gleichungssystem:

$$\begin{cases} \dfrac{dU_{2m}}{dt} = -\dfrac{U_{2m}}{RC} + 3k_3\dfrac{\Phi_0}{Cn_2}\cdot\dfrac{U_{1m}}{2\omega n_1}\cdot\dfrac{U_{2m}}{\omega n_2}\cos 2\theta, \\ \dfrac{d\theta}{dt} = \left[k_1 + k_3\left(3\Phi_0^2 + \dfrac{3}{8}\cdot\dfrac{U_{1m}}{\omega^2 n_1^2} + \dfrac{3}{4}\cdot\dfrac{U_{2m}}{\omega^2 n_2^2}\right)\right]\dfrac{1}{C\omega n_2^2} - \dfrac{\omega}{2} - \\ \qquad - \dfrac{3k_3\Phi_0}{C\omega n_2^2}\cdot\dfrac{U_{1m}}{2\omega n_1}\sin 2\theta, \\ \dfrac{d\Phi_0}{dt} = -\dfrac{r_1}{2n_1^2}\left[-n_0 i_0 + k_1\Phi_0 + k_3\Phi_0^3 + \dfrac{3}{2}k_3\Phi_0\left(\dfrac{U_{1m}}{2\omega n_1}\right)^2 + \right. \\ \qquad \left. + \dfrac{3}{4}k_3\left(\dfrac{U_{2m}}{\omega n_2}\right)^2\left(2\Phi_0 - \dfrac{U_{1m}}{2\omega n_1}\sin 2\theta\right)\right], \end{cases} \tag{16}$$

möglich ist.

Um die Ausdrücke zu vereinfachen und die Allgemeinheit der Ergebnisse zu erhöhen normiert man die Gleichungen des Systems (16). Es folgt:

$$(17)\quad \begin{cases} \dfrac{da}{d\tau} = -\alpha a + \beta ab\cos 2\theta = P(a,\theta,b), \\ \dfrac{d\theta}{d\tau} = -\gamma - \beta b\sin 2\theta + \delta(a^2+4b^2) = Q(a,\theta,b), \\ \dfrac{db}{d\tau} = -k\left[-k_0 + \Delta b + \mu b\left(a^2+\dfrac{2}{3}b^2\right) - \nu a^2\sin 2\theta\right] = R(a,\theta,b), \end{cases}$$

wobei man:

$$(18)\quad \begin{cases} \dfrac{U_{2m}}{n_2\omega\Phi_s} = a, \quad \dfrac{\Phi_0}{\Phi_s} = b, \quad \omega t = \tau, \dfrac{1}{\omega RC} = \alpha, \quad \dfrac{3}{2}\cdot\dfrac{k_3 U_{1m}}{C\omega^3 n_1 n_2^2}\Phi_s = \beta, \\ \dfrac{1}{2} - \left(k_1 + \dfrac{3}{8}k_3\dfrac{U_{1m}^2}{\omega^2 n_1^2}\right)\dfrac{1}{C\omega^2 n_2^2} = \gamma, \quad \dfrac{3k_3}{4C\omega^2 n_2^2}\Phi_s^2 = \delta, \quad \dfrac{r_1}{2n_1^2} = k, \\ \dfrac{n_0 i_0}{\omega\Phi_s} = k_0, \quad \dfrac{1}{\omega}\left(k_1 + \dfrac{3}{8}k_3\dfrac{U_{1m}^2}{\omega^2 n_1^2}\right) = \Delta, \quad \dfrac{3}{2}\cdot\dfrac{k_3}{\omega}\Phi_s^2 = \mu, \quad \dfrac{3}{8}k_3\dfrac{U_{1m}}{\omega^2 n_1}\Phi_s = \nu, \end{cases}$$

bezeichnete.

4. Stationäre Lösungen und ihre Stabilität. Erscheinungsbedingungen der fast periodischen Schwingungen

Die periodischen stationären Lösungen ergeben sich wenn man berücksichtigt, daß:

$$(19)\qquad \frac{da}{d\tau} = \frac{d\theta}{d\tau} = \frac{db}{d\tau} = 0.$$

Durch Lösung des Systems (19) erhält man die stationären Lösungen. Seien diese a_s, θ_s, b_s.

Um die Stabilität der stationären Lösungen zu analysieren werden die kleine Abweichungen von diesen Werten geprüft und man untersucht die Bedingungen in welchen, mit dem Zeitwachsen, diese Abweichungen zu Null streben [2]. Es seien:

$$(20)\qquad \xi = a - a_s, \quad \eta = \theta - \theta_s, \quad \sigma = b - b_s$$

diese Abweichungen.

Aus den Gleichungen (17) und (20) folgt:

$$(21)\quad \begin{gathered} \frac{d\xi}{d\tau} = a_{11}\xi + a_{12}\eta + a_{13}\sigma, \qquad \frac{d\eta}{d\tau} = a_{21}\xi + a_{22}\eta + a_{23}\sigma, \\ \frac{d\sigma}{d\tau} = a_{31}\xi + a_{32}\eta + a_{33}\sigma, \end{gathered}$$

wobei:

$$(22)\quad \begin{cases} a_{11}=\left(\dfrac{\partial P}{\partial a}\right)_0=-\alpha+\beta b_s\cos 2\theta_s, \quad a_{12}=\left(\dfrac{\partial P}{\partial \theta}\right)_0=-2\beta a_s b_s\sin 2\theta_s, \\ a_{13}=\left(\dfrac{\partial P}{\partial b}\right)_0=\beta a_s\cos 2\theta_s, \quad a_{21}=\left(\dfrac{\partial Q}{\partial a}\right)_0=2\delta a_s, \\ a_{22}=\left(\dfrac{\partial Q}{\partial \theta}\right)_0=-2\beta b_s\cos 2\theta_s, \quad a_{23}=\left(\dfrac{\partial Q}{\partial b}\right)_0=-\beta\sin 2\theta_s+8\delta b_s, \\ a_{31}=\left(\dfrac{\partial R}{\partial a}\right)_0=-k\,(2\mu a_s b_s-2\nu a_s\sin 2\theta_s),\ a_{32}=\left(\dfrac{\partial R}{\partial \theta}\right)_0=2ka_s^2\sin 2\theta_s, \\ a_{33}=\left(\dfrac{\partial R}{\partial b}\right)_0=-k\,[\Delta+\mu\,(a_s^2+2b_s^2)]. \end{cases}$$

In den Gleichungen (22) sind $(\partial P/\partial a)_0,\ldots,(\partial R/\partial b)_0$, die Werte der partiellen Ableitungen im Punkte: $a=a_s$, $\theta=\theta_s$, $b=b_s$.

Die charakteristische Gleichung des Systems (21) ist von der Form:

$$(23)\qquad \lambda^3+b_1\lambda^2+b_2\lambda+b_3=0,$$

wobei:

$$(24)\quad \begin{cases} b_1=-(a_{11}+a_{22}+a_{33}), \\ b_2=\begin{vmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{vmatrix}+\begin{vmatrix} a_{11} & a_{13} \\ a_{31} & a_{33} \end{vmatrix}+\begin{vmatrix} a_{22} & a_{23} \\ a_{32} & a_{33} \end{vmatrix}, \quad b_3=-\begin{vmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} \end{vmatrix}. \end{cases}$$

Die kleinen Abweichungen ξ, η und σ streben zu Null, wenn der Realteil von λ negativ ist. In diesem Falle sind die stationären Lösungen stabil. Die Stabilitätsbedingungen der stationären Lösungen sind befridigt, nach dem Kriterium von Routh-Hurwitz, wenn:

$$(25)\qquad b_1>0,\quad b_1b_2-b_3>0,\quad b_3>0.$$

Berücksichtigend (24_1), so führt die erste der Gleichungen (25) zu:

$$(26)\qquad b_{11}=-\{(-\alpha+\beta b_s\cos 2\theta_s)-2\beta b_s\cos 2\theta_s- -k\,[\Delta+\mu\,(a_s^2+2b_s^2)]\}>0.$$

Die erste aus den Gleichungen (19), $da/d\tau=0$, ergibt:

$$(27)\qquad a_s\,(-\alpha+\beta b_s\cos 2\theta_s)=0,$$

also:

$$(28)\qquad a_{11}=-\alpha+\beta b_s\cos 2\theta_s=0.$$

Weil r_1 sehr klein ist, folgt $k \approx 0$ und also $a_{33} \approx 0$. Folglich führt die Bedingung (26) zu :

$$\beta b_s \cos 2\theta_s > 0. \tag{29}$$

Aber, aus Gleichung (28) erhält man :

$$\beta b_s \cos 2\theta_s = \alpha = \frac{1}{\omega RC} > 0. \tag{30}$$

Es folgt, daß die erste Bedingung immer befriedigt ist.

In den selben Bedingungen und unter Berücksichtigung von (28) folgt :

$$a_{11} = 0, \quad a_{31} \approx 0, \quad a_{32} \approx 0, \quad a_{33} \approx 0. \tag{31}$$

So setzt sich die zweite aus den Bedingungen (24) zu :

$$a_{22}\, a_{12}\, a_{21} > 0, \tag{32}$$

oder :

$$b_s \sin 2\theta_s > 0 \tag{33}$$

herab.

Die dritte aus den Bedingungen (24) wird in diesem Falle :

$$\begin{vmatrix} 0 & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} \end{vmatrix} < 0, \tag{34}$$

oder :

$$-a_{12}\,(a_{21}\, a_{33} - a_{23}\, a_{31}) + a_{13}\,(a_{21}\, a_{32} - a_{22}\, a_{31}) < 0. \tag{35}$$

Setzt man in der Gleichung (35) die Werte von a_{12}, a_{13}, a_{21}, a_{22}, a_{23}, a_{31}, a_{32} und a_{33}, die von (23) gegeben sind, ein, so erhält man die folgende Stabilitätsbedingung :

$$\begin{aligned} -4\beta a_s^2 b_s \sin 2\theta_s \{\delta\,[\Delta + \mu\,(a_s^2 + 2b_s^2)] + (\beta \sin 2\theta_s - 8\delta b_s)(\mu b_s - \nu \sin 2\theta_s)^2\} + \\ + 4k\beta a_s^2 \cos^2 2\theta_s\,[\delta \nu a_s^2 - \beta b_s\,(\mu b_s - \nu \sin 2\theta_s)] < 0. \end{aligned} \tag{36}$$

Die Instabilitätsbedingungen, also die notwendigen Bedingungen für Erscheinung der fast periodischen Schwingungen, erhält man gleich und sind die Folgenden :

$$\begin{cases} b_s \sin 2\theta_s < 0, \\ -4\beta a_s^2\, b_s \sin 2\theta_s \{\delta\,[\Delta + \mu\,(a_s^2 + 2b_s^2)] + \\ \qquad + (\beta \sin 2\theta_s - 8\delta b_s)\,(\mu b_s - \nu \sin 2\theta_s)^2\} + \\ \qquad + 4k\beta a_s^2 \cos^2 2\theta_s\,[\delta \nu a_s^2 - \beta b_s\,(\mu b_s - \nu \sin 2\theta_s)] > 0. \end{cases} \tag{37}$$

Wenn man die Bezeichnungen (18) berücksichtigt drücken sich die Erscheinungsbedingungen der fast periodischen Schwingungen in nicht-normierten Größen folglich:

$$
(38)\quad \begin{cases} \Phi_{0s}\sin 2\theta_s < 0, \\ -\left[k_1+3k_3\,\Phi_{0s}^2+\dfrac{3}{2}k_3\left(\dfrac{U_{1m}}{2\omega n_1}\right)^2+\dfrac{3}{2}k_3\left(\dfrac{U_{2ms}}{\omega n_2}\right)^2\right]\Phi_{0s}\dfrac{U_{1m}}{2\omega n_1}\sin 2\theta_s + \\ \qquad +6k_3\,\Phi_{0s}\left(\dfrac{U_{1m}}{2\omega n_1}\right)\left(2\Phi_{0s}-\dfrac{U_{1m}}{2\omega n_1}\sin 2\theta_s\right)^2 + \\ +\dfrac{3}{4}k_3\left(\dfrac{U_{1m}}{2\omega n_1}\right)^2\left(\dfrac{U_{2ms}}{\omega n_2}\right)^2\cos^2 2\theta_s-6k_3\,\Phi_{0s}^2\left(\dfrac{U_{1m}}{2\omega n_1}\right)^2\cos^2 2\theta_s + \\ \qquad +3k_3\left(\dfrac{U_{1m}}{2\omega n_1}\right)^3\sin 2\theta_s\cos^2 2\theta_s > 0 \end{cases}
$$

aus.

Die Bedingung (38_2) kann man auch unter der Form:

$$
(39)\qquad \sin 2\theta_s\,\frac{\mathrm{d}i_0}{\mathrm{d}\Phi_{0s}^2} < 0,
$$

wenn man die Gleichung von $n_0 i_0$, die man aus $\mathrm{d}\Phi_0/\mathrm{d}t = 0$ erhält, berücksichtigt, schreiben.

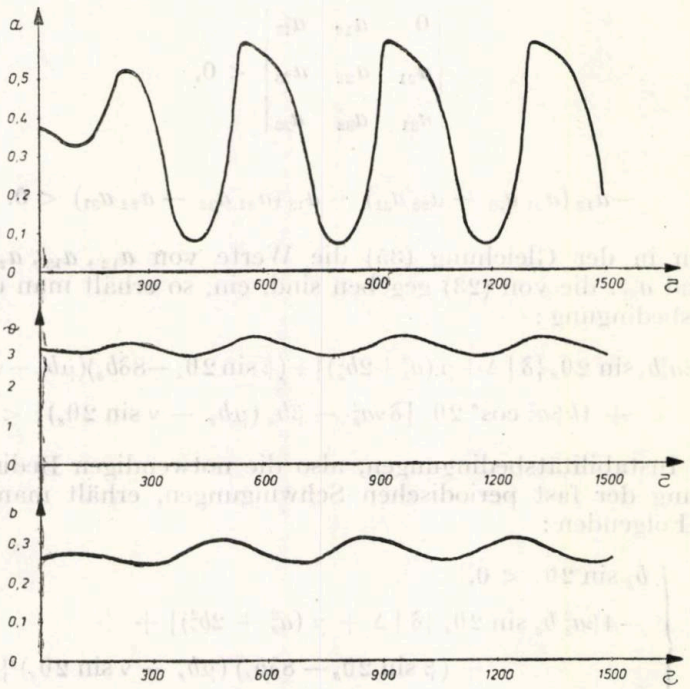


Abb. 2

5. Numerisches Beispiel

Es wird der Fall in welchen die Teilersgrößen und Parametern folgende Werte: $k_1 = 1{,}2 \cdot 10^4$ A. Wb^{-1}, $k_3 = 1{,}5 \cdot 10^{12}$ A.Wb^{-3}, $R = 1{,}7 \cdot 10^4\,\Omega$, $C = 1{,}5\,\mu$F, $\omega = 314$ Sek^{-1}, $U_{1m} = 8$ V, $i_0 = 4{,}5$ mA, $\Phi_s = 1{,}35 \cdot 10^{-4}$ Wb, $n_1 = 300$, $n_2 = 600$, $n_0 = 200$ haben, betrachtet. Durch Lösung des Gleichungssystems (19) ergibt sich: $a_s = 0{,}382$, $\theta_s = 3{,}01$, $b_s = 0{,}266$.

Man stellt fest, daß in diesem Falle die Instabilitätsbedingungen geprüft sind, also es müßten sich im Frequenzteiler fast periodische Schwingungen erregen.

Das Gleichungssystem (16) wurde mittels den Runge-Kutta Formeln von viertem Ordnung, mit Hilfe eines Rechners Felix-C 256 durch Anwendung eines in F⊘RTRAN geschriebenes Programm, integriert.

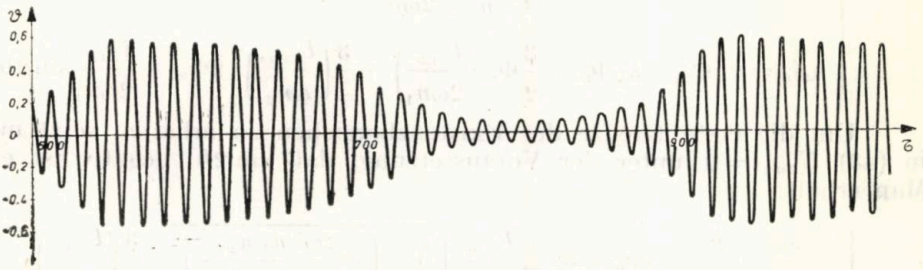


Abb. 3

In Abb. 2 und 3 sind die erzeugten Kennlinien $a(\tau)$, $\theta(\tau)$ und entschprechend $v = \frac{\Phi_I + \Phi_{II}}{\Phi_s}(\tau)$ repräsentiert. Man bemerkt, daß die Schwingungsamplitude, die Schwingungsanfangsphase und die Flußgleichkomponente sich langsam mit der Zeit ändern, also, im betrachteten Falle erregen sich im magnetischen Frequenzteiler periodische Schwingungen.

6. Analytische Bestimmung der Existenzbereiche der fast periodischen Schwingungen

Für die analytische Bestimmung der Existenzbereichen der fast periodischen Schwingungen wird die Ungleichung (38_1) zu:

$$\sin 2\theta_s < 0. \tag{40}$$

Aus (16_1), für $dU_{2m}/dt = 0$, erhält man:

$$\cos 2\theta_s = \frac{2\omega^2 n_1^2 n_2^2}{3k_3 \Phi_{0s} R U_{1m}} > 0. \tag{41}$$

Werden die Ungleichungen (40) und (41) untersucht, dann folgt, daß sich fast periodische Schwingungen im Frequenzteiler nur dann erregen, wenn dessen Größen und Parametern die Bedingung, daß $2\theta_s$ ein im vierten Quadrant liegende Winkel ist ($270° \leqslant 2\theta_s \leqslant 360°$ oder $135° \leqslant \theta_s \leqslant 180°$) erfüllen.

Um die Grenzen des Existenzbereiches zu bestimmen setzt man in (16):

$$\frac{dU_{2m}}{dt} = \frac{d\Phi_0}{dt} = \frac{d\theta}{dt} = 0. \tag{42}$$

Es ergibt sich das System:

$$(43)\quad \begin{cases} -\dfrac{U_{2ms}}{RC} + 3k_3 \dfrac{\Phi_{0s}}{Cn_2} \cdot \dfrac{U_{1m}}{2\omega n_1} \cdot \dfrac{U_{2ms}}{\omega n_2} \cos 2\theta_s = 0, \\ \left[k_1 + k_3\left(3\Phi_{0s}^2 + \dfrac{3}{8} \cdot \dfrac{U_{1m}^2}{\omega^2 n_1^2} + \dfrac{3}{4} \cdot \dfrac{U_{2ms}^2}{\omega^2 n_2^2}\right)\right] \dfrac{1}{C\omega n_2^2} - \dfrac{\omega}{2} - \\ \qquad - \dfrac{3k_3\Phi_{0s}}{C\omega n_2^2} \cdot \dfrac{U_{1m}}{2\omega n_1} \sin 2\theta_s = 0, \\ n_0 i_0 = k_1 \Phi_{0s} + k_3 \Phi_{0s}^3 + \dfrac{3}{2}\Phi_{0s}\left(\dfrac{U_{1m}}{2\omega n_1}\right)^2 + \dfrac{3}{4}\left(\dfrac{U_{2ms}}{\omega n_2}\right)^2\left(2\Phi_{0s} - \dfrac{U_{1m}}{2\omega n_1} \sin 2\theta_s\right). \end{cases}$$

Um die erste Grenze der Existenzbereichen zu erhalten setzt man in (43) $U_{2ms} = 0$ unter der Voraussetzung, daß $\sin 2\theta_s$ negativ ist ein. Man erhält:

$$(44)\quad \begin{cases} \dfrac{C\omega n_2^2}{2k_3} - \dfrac{k_1}{k_3} - 3\Phi_{0s}^2 - 3\Phi_{0s} \dfrac{U_{1m}}{2\omega n_1} \sqrt{1 - \left(\dfrac{2\omega^2 n_1 n_2}{3k_3 \Phi_{0s} R U_{1m}}\right)^2} - \dfrac{3}{2}\left(\dfrac{U_{1m}}{2\omega n_1}\right)^2 = 0, \\ n_0 i_0 = k_1 \Phi_{0s} + k_3 \Phi_{0s}^3 + \dfrac{3}{2} k_3 \Phi_{0s} \left(\dfrac{U_{1m}}{2\omega n_1}\right)^2. \end{cases}$$

Mit Hilfe der Gleichungen (44) können die Abhängigkeiten $C(U_{1m})$ $R(U_{1m})$, $i_0(U_{1m})$ und $\omega(U_{1m})$, die der ersten Grenze der Existenzbereichen entschprechen, bestimmt werden.

Die zweite Grenze der Existenzbereichen ergibt sich wenn man

$$(45)\qquad \sin 2\theta_s = 0 \text{ und entsprechend } \cos 2\theta_s = 1$$

betrachtet.

Führt man jetzt (45) in (43) ein, dann erhält man, nach einfachen Rechnungen, die Gleichung:

$$(46)\qquad n_0 i_0 = \frac{(C\omega^2 n_2^2 - k_1)\,\omega n_2^2}{3k_3 R} \cdot \frac{2\omega n_1}{U_{1m}} - 5\,\frac{\omega^3 n_2^6}{27 k_3^2 R^3}\left(\frac{2\omega n_1}{U_{1m}}\right)^3 - \frac{\omega n_2^2}{2R} \cdot \frac{U_{1m}}{2\omega n_1}.$$

Die Gleichung (46) ermöglicht die Darstellung einiger Kurven und zwar: $C(U_{1m})$, $R(U_{1m})$, $i_0(U_{1m})$ und $\omega(U_{1m})$, die der zweiten Grenze des betreffenden Existenzbereiches entschprechen.

Es folgt, daß die Existenzbereiche der im Frequenzteiler erzeugenden periodischen Schwingungen mit den Gleichungen (44) und (46) bestimmt werden können.

Im Falle $i_0 < 0$ können die selben Gleichungen, mit der Bemerkung, daß man in (44_1) vor der Quadratwurzel den Zeichen + setzen muß $(\sin 2\theta_s > 0)$, verwendet werden.

In Abb. 4 ist der Existenzbereich der fast periodischen Schwingungen, $U_{1m}(C)$, (mit kontinuierlicher Linie), für die folgenden Größen und Parameternwerte: $i_0 = 3$ mA, $\omega = 314$ Sek^{-1}, $R = 1{,}7 \cdot 10^4\ \Omega$, gezeigt.

Der Existenzbereich der fast periodischen Schwingungen, $U_{1m}(R)$, für die folgende Größenund Parameterenwerte: $i_0 = 3$ mA, $\omega = 314$ Sek^{-1} und $C = 1{,}7$ μF, ist in Abb. 5 dargestellt.

Abb. 6 zeigt den Existenzbereich $U_{1m}(i_0)$, der fast periodischen Schwingungen, wann die Teilergrößen und Parameter die Werte: $\omega = 314$ Sek^{-1}, $C = 1{,}5$ μF und $R = 1{,}7 \cdot 10^4\ \Omega$, besitzen.

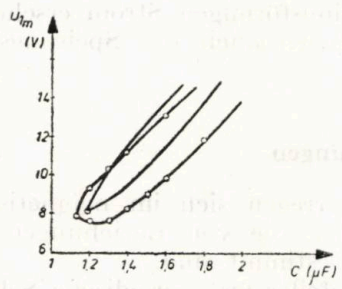


Abb. 4

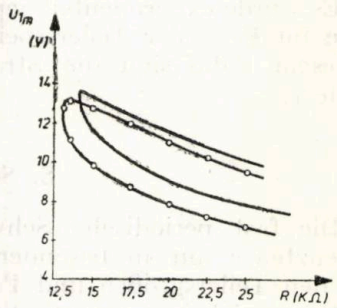


Abb. 5

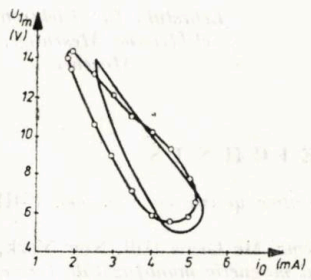


Abb. 6

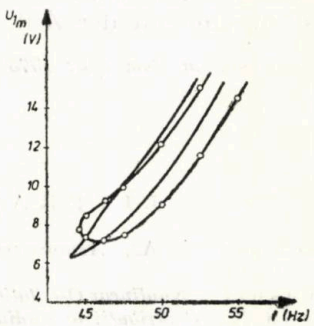


Abb. 7

In Abb. 7 ist der Existenzbereich der fast periodischen Schwingungen, $U_{1m}(f)$, für $i_0 = 3$mA, $C = 1{,}5$ μF, $R = 1{,}7 \cdot 10^4\ \Omega$ dargestellt.

Aus den Abb. 4...7 stellt man fest, daß nur der Existenzbereich $U_{1m}(i_0)$ geschlossen ist.

7. Erfahrungsmäßige Ergebnisse

Die experimentellen Ergebnisse wurden mit einem einphasigen magnetischen Frequenzteiler mit längsgerichteter Magnetisierung durchgeführt, der aus zwei identischen Kernen aus Permalloy besteht, mit den Abmessungen von 56 × 47 × 20 × 0,2 mm, auf welchen sich die Teilerswicklungen mit den Windungszahlen $n_1 = 300$, $n_2 = 600$, $n_0 = 200$ befanden.

Die Magnetisierungskennlinie eines Teilerkernes kann man durch den analytischen Ausdruck annäheren, wobei die Koeffizientenwerte die vom numerischen Beispiel sind.

In den Abb. 4...7 sind die experimentell erhaltenen Existenzbereiche $U_{1m}(C)$, $U_{1m}(R)$, $U_{1m}(i_0)$ und $U_{1m}(f)$, (die experimentell bestimmten Grenzpunkte sind mit ○ repräsentiert) für die selben Größen und Parameternwerte wie in § 6 dargestellt. Somit ist ein Vergleich zwischen den theoretischen und erfahrungsmäßigen Ergebnissen möglich.

Es wurde experimentell geprüft, daß es nicht fast periodische Schwingungen im Falle der Teilersspeisung mit sinusförmigen Strom erscheinen (in diesem Falle sind die Stromharmonischen auch im Speisungskreis gemildert).

8. Schlußfolgerungen

Die fast periodische Schwingungen erregen sich im magnetischen Frequenzteiler nur in besonderen Bereichen, die von Beziehungen zwischen den Teilersgrößen und Parametern bestimmt sind.

Wenn sich im magnetischen Frequenzteiler fast periodische Schwingungen erregen, dann ändert sich die Amplitude der zweiten Unterschwingung, derer Anfangsphase und die Gleichkomponente des magnetischen Flußes langsam mit der Zeit.

Eingegangen am 30. November 1975

Lehrstuhl für Elektrotechnik, elektrische Messungen und Maschinen

LITERATURVERZEICHNIS

1. Бессонов Л. А., *Автоколебания в электрических цепях со сталью.* ГЭИ, М., 1958.
2. Hayashi C., *Nonlinear Oscillations in Physical Systems.* Mc Graw Hill, New York, 1964.
3. Zitron N., *Contribuţii la studiul reacţiei în divizorul magnetic monofazat de frecvenţă cu magnetizare longitudinală.* Diss., T. H. Jassy, 1971.
4. Savin Gh., Zitron N., Gligor T. D., *Über langsame Schwingungen in ferroresonanten Kreisen.* Bul. Inst. polit. Iaşi, XX (XXIV), *3—4*, s. III, 1—14 (1974).

CONTRIBUŢII LA STUDIUL OSCILAŢIILOR APROAPE PERIODICE ÎN DIVIZORUL MAGNETIC DE FRECVENŢĂ

(Rezumat)

Se stabileşte sistemul de ecuaţii diferenţiale care permite studiul complet al divizorului magnetic de frecvenţă. Efectuînd un studiu al stabilităţii soluţiilor se determină condiţiile de apariţie a oscilaţiilor aproape periodice şi domeniile de existenţă ale acestora. Rezultatele teoretice sînt prezentate comparativ cu cele experimentale.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAȘI
Tomul XXIII (XXVII), Fasc. 3—4, 1977
Secția III
ELECTROTEHNICĂ
ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C. Z. 538.522.3

METODE DE CALCUL A TENSIUNII ELECTROMOTOARE INDUSE PRIN EFECT PROCOPIU, ÎN CAZUL CÎND MATERIALUL FEROMAGNETIC ESTE SUPUS UNUI MOMENT DE TORSIUNE

DE

FLORENTINA TRIFAN

1. Studiul t.e.m. induse într-o bobină sondă, în cazul în care eșantionul feromagnetic este supus unui moment de torsiune, a constituit preocuparea a numeroase încercări experimentale efectuate cu succes, din care s-au putut trage concluzii referitoare la procesul de magnetizare a unui asemenea eșantion aflat în cîmpuri magnetice ortogonale, din care una din componente este staționară [1]...[3], [5]. În unele lucrări au fost propuse și relații de calcul a t.e.m. induse, care permit verificarea rezultatelor experimentale.

În lucrarea de față se încearcă a se găsi o expresie a t.e.m. induse prin efect P r o c o p i u în cazul în care eșantionul feromagnetic este supus unui cuplu de torsiune. Calculele sînt efectuate în următoarele ipoteze :

a) Materialul, înainte de solicitare, este strict omogen și textura cristalină este orientată după direcția axei geometrice a figurii spațiale (cilindru). Se presupune, deci, că printr-o tehnologie specială se poate realiza acest deziderat.

b) Fenomenul se studiază numai în zona de saturație magnetică, în care se poate aprecia că modulul magnetizației rămîne aproximativ constant și că vectorul **M** variază doar ca direcție.

c) Saturația magnetică este asigurată în principal de componenta continuă a cîmpului magnetic rezultant.

2. Într-o lucrare anterioară [6] am arătat că t.e.m. indusă într-o bobină sondă prin efect P r o c o p i u este de frecvență dublă în raport cu frecvența curentului alternativ care circulă prin eșantionul feromagnetic.

Dacă însă eșantionul feromagnetic, considerat de formă cilindrică, este supus unei torsiuni oarecare, axa de magnetizare ușoară a structurii cristaline nu mai coincide, ca direcție, cu axa geometrică a eșantionului, ci va fi deviată în sensul torsionării, cu un unghi de 45°. În consecință vectorii momente magnetice elementare se vor roti astfel încît să urmărească direcția axei de magnetizare ușoară. În cele ce urmează se presupune că acest unghi este θ (fig. 1) și deci vectorul **M** face cu axa de magnetizare ușoară, la timpul $t = 0$, un unghi β ($\theta + \beta = 45°$).

În cazurile în care cîmpul magnetic longitudinal este destul de intens, astfel încît să se asigure saturația magnetică, atunci la variația lui H_x vectorul **M** va descrie un arc de cerc, urmărind variația lui H, măturînd în planul XOZ un unghi egal cu 2α.

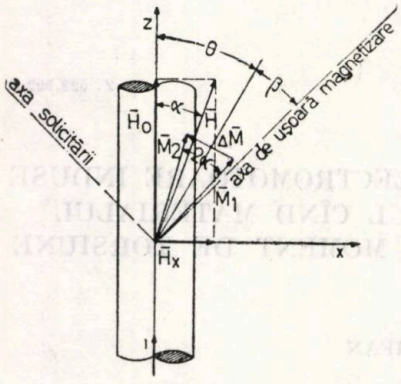


Fig. 1

Variația componentei verticale a vectorului $\Delta\mathbf{M}$ va asigura inducerea t.e.m. în bobina sondă.

În orice moment se va putea scrie relația:

$$\Delta M = \sqrt{M_1^2 + M_2^2 - 2M_1 M_2 \cos 2\alpha} = \sqrt{2}\, M_s \sqrt{1 - \cos 2\alpha}. \tag{1}$$

Vectorul variație a magnetizației va fi:

$$\Delta\mathbf{M} = \mathbf{i}\Delta M_x + \mathbf{j}\Delta M_y + \mathbf{k}\Delta M_z = \mathbf{i}\Delta M \cos\theta + \mathbf{k}\Delta M \sin\theta. \tag{2}$$

Se știe însă că:

$$\mathbf{B} = \mu_0 (\mathbf{H} + \mathbf{M}). \tag{3}$$

T.e.m. indusă va fi:

$$e = -\iint_{S_l} \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t}\, d\mathbf{A} = -\mu_0 \iint_{S_l} \frac{\partial \mathbf{H}}{\partial t}\, d\mathbf{A} - \mu_0 \iint_{S_l} \frac{\partial \mathbf{M}}{\partial t}\, d\mathbf{A}. \tag{4}$$

Componenta corespunzătoare primului termen este nulă și deci:

$$e = -\mu_0 \int_{S_l} \frac{\partial}{\partial t}(\Delta\mathbf{M})\, d\mathbf{A} = -\mu_0 \iint_{S_l} \frac{\partial (\Delta M_z)}{\partial t}\, dA \tag{5}$$

sau

$$e = -2\mu_0 NAM_s \sin\theta \frac{\partial}{\partial t}(\sin\alpha). \tag{6}$$

Din fig. 1 se observă că $\theta = \pi/4 - \beta$ și $\sin(\pi/4 - \beta) = \frac{\sqrt{2}}{2}(\cos\beta - \sin\beta)$ încît

$$\sin\alpha = \frac{H_{max} \sin\omega t}{\sqrt{H_0^2 + H_{max}^2 \sin^2\omega t}}. \tag{7}$$

În aceste condiții t.e.m. va fi:

$$e = -\sqrt{2}\,\mu_0 NAM_s (\cos\beta - \sin\beta) \frac{\omega H_{max} H_0^2 \cos\omega t}{(H_0^2 + H_{max}^2 \sin^2\omega t)^{3/2}}. \tag{8}$$

Se observă că t.e.m. indusă este periodică, nesinusoidală, pulsînd cu aceeași frecvență ca și cea a curentului alternativ care circulă prin eșantionul feromagnetic.

Dacă torsiunea schimbă de semn, atunci pentru o aceeași valoare instantanee a lui H_x, $\Delta\mathbf{M}$ schimbă de sens și deci și t.e.m. În consecință sensul t.e.m. induse depinde de sensul solicitării.

Dacă odată cu torsiunea vectorul **M** se va roti chiar cu 45°, atunci $\beta = 0$ și t.e.m. va fi:

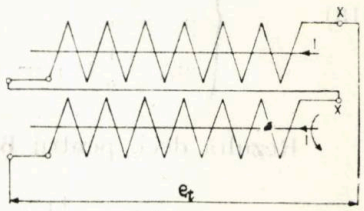


Fig. 2

$$e = -\sqrt{2}\,\mu_0 N A M_s \omega H_{max}\, H_0^2 \frac{\cos \omega t}{(H_0^2 + H_{max}^2 \sin^2 \omega t)^{3/2}}. \tag{9}$$

Experimental această situație poate fi realizată într-un montaj diferențial (fig. 2).

Se realizează două montaje identice în care bobinele sondă sînt montate în serie, diferențial. Unul din eșantioane este torsionat, astfel încît se culege numai t.e.m. datorată torsiunii.

3. T.e.m. indusă prin efect P r o c o p i u mai poate fi calculată și prin altă metodă, ținînd cont că prin torsionare orice material devine anizotrop. În consecință se vor putea defini cel puțin trei direcții după care permeabilitatea magnetică este diferită și după care se menține proporționalitatea vectorială între intensitatea de cîmp și inducția magnetică.

În cele ce urmează se va considera noul sistem de axe astfel încît să coincidă cu direcțiile ce caracterizează realități fizice. Se consideră axa *1* paralelă cu axa de magnetizare ușoară, iar axa *3* — paralelă cu axa solicitării (fig. 3).

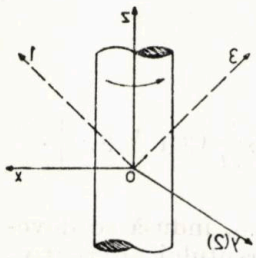


Fig. 3

Axa solicitării formează un unghi de 90° cu axa de magnetizare ușoară. T.e.m. indusă se va calcula cu relația:

$$e = -\iint_{S_l} \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t}\, \mathbf{dA}, \tag{10}$$

în care:

$$\mathbf{B} = \mu \mathbf{H}. \tag{11}$$

Componentele pe cele trei axe ale inducției magnetice **B** vor fi:

$$\begin{cases} B_x = \mu_{xx} H_x + \mu_{xy} H_y + \mu_{xz} H_z, \\ B_y = \mu_{yx} H_x + \mu_{yy} H_y + \mu_{yz} H_z, \\ B_z = \mu_{zx} H_x + \mu_{zy} H_y + \mu_{zz} H_z. \end{cases} \tag{12}$$

În cazul concret, considerat în cele de mai sus, componentele tensorului permeabilitate magnetică, sînt:

$$(13)\qquad \begin{cases} \mu_{xx}=\frac{1}{2}(\mu_1+\mu_2), & \mu_{xy}=0, & \mu_{xz}=\frac{1}{2}(\mu_1-\mu_3), \\ \mu_{yx}=0, & \mu_{yy}=\mu_2, & \mu_{yz}=0, \\ \mu_{zx}=\frac{1}{2}(\mu_1-\mu_3), & \mu_{zy}=0, & \mu_{zz}=\frac{1}{2}(\mu_1+\mu_3). \end{cases}$$

Rezultă deci, pentru **B**, expresia :

$$(14)\qquad \begin{aligned} \mathbf{B} = \mathbf{i}\left[\frac{1}{2}(\mu_1+\mu_3)H_x+\frac{1}{2}(\mu_1-\mu_3)H_z\right]+ \\ +\mathbf{j}\mu_2 H_y+\mathbf{k}\left[\frac{1}{2}(\mu_1-\mu_3)H_x+\frac{1}{2}(\mu_1+\mu_2)H_z\right]. \end{aligned}$$

T.e.m. indusă avînd doar componentă după axa *Oz*, rezultă :

$$(15)\qquad e=-\iint_{S_l}\frac{\partial B_z}{\partial t}\,dA=-\iint_{S_l}\frac{\partial}{\partial t}\left[\frac{1}{2}(\mu_1-\mu_3)H_x+\frac{1}{2}(\mu_1+\mu_3)H_z\right]dA,$$

în care $H_x=H_{\max}\sin\omega t$, $H_z=H_0$.

Derivata acestei funcţii poate fi calculată în două moduri, şi anume : a) considerînd permeabilităţile relative pe cele două direcţii, invariabile în timp, b) admiţînd permeabilităţile relative variabile în timp.

În cele două cazuri se obţin, pentru t.e.m. induse, expresiile :

$$(16)\qquad \begin{cases} a)\ e=-\frac{1}{2}NA\mu_0\,\omega H_{\max}(\mu_{r_1}-\mu_{r_3})\cos\omega t, \\ b)\ e=-\frac{1}{2}NA\mu_0\,\omega H_{\max}(\mu_{r_1}-\mu_{r_3})\cos\omega t - \\ \qquad -\frac{1}{2}NA\mu_0\left[H_{\max}\sin\omega t\frac{\partial}{\partial t}(\mu_{r1}-\mu_{r3})+H_0\frac{\partial}{\partial t}(\mu_{r1}+\mu_{r3})\right]. \end{cases}$$

Se observă şi pe această cale (rel. (16 *a*)) că t.e.m. indusă se dovedeşte a fi de asemenea de frecvenţă egală cu cea a curentului alternativ. Din relaţia (16 *b*) nu se poate trage direct o atare concluzie, deoarece nu este precizată legea de variaţie în timp a permeabilităţii relative, care poate distorsiona t.e.m. atît ca frecvenţă cît şi ca amplitudine.

Ultima relaţie, care permite calculul t.e.m. induse în cazul permeabilităţii variabile în timp, pune în evidenţă natura materialului supus solicitării, care poate fi aportul lui, din acest punct de vedere, la forma şi mărimea t.e.m. induse.

4. Dacă se identifică expresia t.e.m. obţinută pe această cale cu cea obţinută prin prima metodă, (rel. (8)), rezultă două ecuaţii neliniare neomogene, cu coeficienţi variabili în timp, de ordinul **I**, de forma :

$$(17)\quad \begin{cases} (H_0 + H_{\max}\sin\omega t)\dfrac{\partial \mu_{r1}}{\partial t} + \omega H_{\max}\cos\omega t.\ \mu_{r1} - \\ \quad - 2\sqrt{2}\,M_s\,H_{\max}\dfrac{H_0^2\cos\beta\cos\omega t}{(H_0^2 + H_{\max}^2\sin^2\omega t)^{3/2}} = 0, \\ (H_{\max}\sin\omega t - H_0)\dfrac{\partial \mu_{r3}}{\partial t} + \omega H_{\max}\cos\omega t\,.\,\mu_{r3} - \\ - 2\sqrt{2}\,M_s\,H_{\max}\dfrac{\omega H_0^2\sin\beta\cos\omega t}{(H_0^2 + H_{\max}^2\sin^2\omega t)^{3/2}} = 0. \end{cases}$$

Normînd ecuațiile, rezultă :

$$(18)\quad \begin{cases} \dfrac{\partial \mu_{r1}}{\partial t} + \dfrac{b\cos\omega t}{1 + a\sin\omega t}\,\mu_{r1} - c_1\dfrac{\cos\omega t}{(1 + a\sin\omega t)(1 + a^2\sin^2\omega t)^{3/2}} = 0, \\ \dfrac{\partial \mu_{r3}}{\partial t} + \dfrac{b\cos\omega t}{(a\sin\omega t - 1)}\,\mu_{r3} - c_2\dfrac{\cos\omega t}{(a\sin\omega t - 1)(1 + a^2\sin^2\omega t)^{3/2}} = 0, \end{cases}$$

în care :

$$a = \frac{H_{\max}}{H_0}, \qquad c_{1(2)} = \frac{2\sqrt{2}}{H_0}\,M_s\omega H_{\max}\,H_0^2\cos\beta\,(\sin\beta).$$

Soluția unor astfel de ecuații este de forma :

$$(19)\quad y = e^{\int_0^x \varphi(x)\,dx}\left[\int_0^x e^{-\int_0^x \varphi(x)\,dx}\,\psi(x)\,dx\right] + Ce^{\int_0^x \varphi(x)\,dx}$$

unde $x = \omega t$ și deci $dx = \omega\,dt$.

Se observă că $\mu_{r1}(t)$ și $\mu_{r3}(t)$ variază pe respectivele direcții după legi asemănătoare.

Soluția pentru μ_{r1} sau $\chi_{m1}(t)$ este o funcție de valorile constantelor a, b și c, care depind la rîndul lor, în principal, de raportul $H_{\max}/H_0$. Valoarea acestuia poate rămîne constantă dacă se modifică în aceeași proporție $H_{\max}$ și respectiv H_0, modificare care atrage după sine schimbarea condițiilor inițiale fizice (se modifică constanta c) și prin urmare obținerea sau nu a saturației cu ajutorul componentei H_0.

Pentru cîteva valori ale constantelor a, b, c s-au obținut soluțiile grafice pentru μ_r indicate în fig. 4. Se observă că μ_r are variații bruște suficient de mari, care atestă faptul că magnetizarea se produce în salturi și că efortul de torsiune aplicat se adaugă fenomenului de vîscozitate magnetică astfel încît în perioada dintre salturi magnetizația scade odată cu creșterea intensității cîmpului magnetic (salturi Barkhausen negative). Scăderea se poate produce cu viteză mai mare sau mai mică după cum unghiul β (care depinde de efortul de torsiune) este mai mare sau mai mic.

Aceste salturi magnetice negative au fost puse în evidență de R. W. Telesnin [7], [8].

Programate pe un calculator cifric cele două ecuații au soluții periodice, în condițiile în care pasul de integrare a fost de 0,314159D-01 (fig. 4). Suprapunînd soluțiile pentru cele două ecuații rezultă că salturile de magneti-

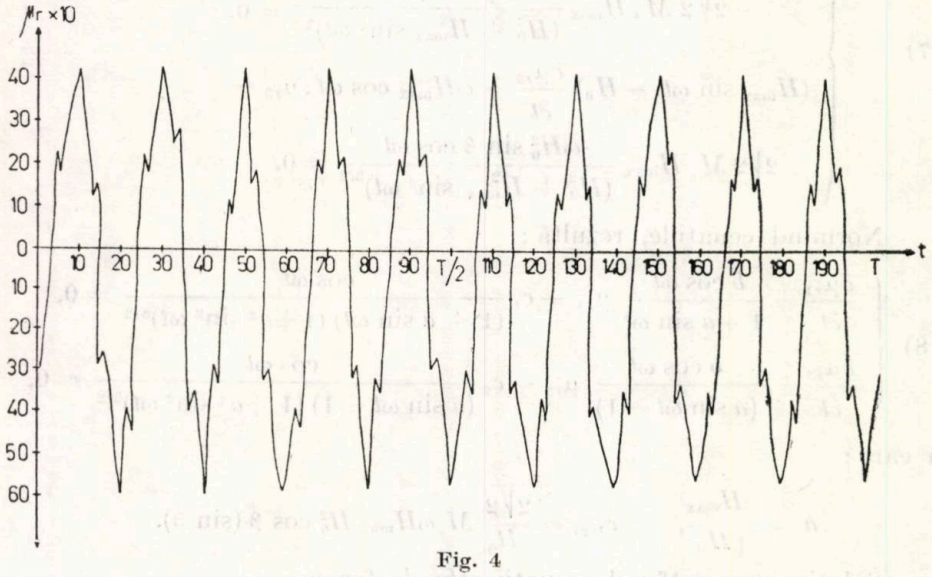


Fig. 4

zație pe cele două direcții, de magnetizare ușoară și a solicitării, sînt mereu în opoziție de fază. Deci, în timpul cît după direcția de magnetizare ușoară se înregistrează un salt Barkhausen negativ, după axa solicitării se înregistrează un salt Barkhausen pozitiv, astfel încît însumînd efectele se obține o variație a lui μ_r ca în fig. 5 (v. și tabelul 1).

Tabelul 1

Valorile sumei $\mu_{r1} + \mu_{r3}$, pentru $a = 10^{-3}$, $b = 0{,}314$, $c = 500$

$\mu_{r1} + \mu_{r3}$	158,661	158,188	157,401	156,304	154,901	156,304
T=200 u.c.	6/200	27/200	48/200	69/200	90/200	111/200

$\mu_{r1} + \mu_{r3}$	157,401	158,188	158,661	158,819	158,661
T=200 u.c.	132/200	153/200	174/200	195/200	216/200

u. c. — unități convenționale.

Rezultate asemănătoare au fost obținute și de prof. dr. doc. Gh. Vasiliu în lucrarea [5], utilizînd teorema lui Leblanc.

Din această lege de variaţie a lui μ_r, pe direcţia axei bobinei sondă, se observă imediat faptul că t.e.m. indusă are o frecvenţă dublă.

Diferenţa dintre valoarea maximă şi cea minimă a lui μ_r poate fi amplificată, diminuată, anulată sau chiar să schimbe de semn, dacă se acţionează corespunzător asupra raportului H_{max}/H_0. Cu cît acest raport

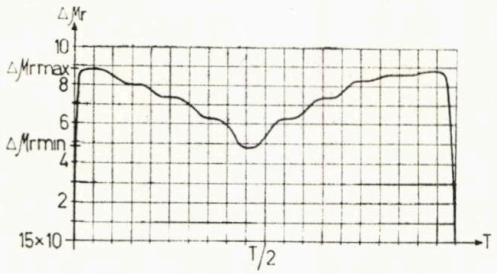


Fig. 5

este mai apropiat de unitate cu atît diferenţa se accentuează şi cu cît raportul este mult mai mic decît unitatea diferenţa scade iar frecvenţa semnalului detectat de bobina sondă devine f.

Primită la 28 aprilie 1977

Institutul politehnic, Iaşi,
Catedra de Bazele electrotehnicii,
măsuri şi maşini electrice

BIBLIOGRAFIE

1. Cişman Al., Rotenştein B. F., Policec A., *Fenomene fizice în materiale feromagnetice solicitate.* Ed. Acad. R.S.R., Buc., 1968.
2. Procopiu Şt., Viscrian I., St. şi cerc. şt., Acad. R.P.R., filiala Iaşi, Şt. fiz. şi tehn., **XIV**, *2* (1963).
3. Procopiu Şt., Vasiliu Gh., C. R. Ac. Sci. Paris, **204**, 971 (1937).
4. Sorohan N., St. şi cerc. şt., Acad. R.P.R., filiala Iaşi, Şt. fiz. şi tehn., **X**, 211 (1959).
5. Vasiliu Gh., Bul. Inst. polit. Iaşi, **XIV (XVIII)**, *1—2*, 329 (1968).
6. Trifan Fl., Bul. Inst. polit. Iaşi, **XVIII (XXII)**, *3—4*, s. III, 29 (1972).
7. Telesnin R. W., Zhur. Eksp. Teoret. Fiz., **7**, 117—130 (1937).
8. Gordon D. I., Rev. Mod. Phys., **25**, 56—57 (1953).
9. Stierstadt K., Boeckn W., Z. Phys., **186**, 154—167 (1965).

METHODS OF CALCULATING THE ELECTROMOTIVE FORCE INDUCED BY PROCOPIU EFFECT, IF THE FERROMAGNETIC MATERIAL IS SUBJECTED TO A STRESS OF TORSION

(Summary)

It are presented two new methods concerning the Procopiu effect induced e.m.f. calculation by using the integral form of the electromagnetic induction low. The first method consists in the fact, that the single component taken into account is that produced by the magnetisation vector variation which depends, besides other factors, on the torsion-stress applied to the ferromagnetic medium. The second method consists in determination of the magnetic induction considering the feromagnetic medium anisotropy (that appears under torsion-stress conditions).

It was possible, with member to member identification, to obtain a couple of nonlinear equations, which yeld the variation of the relative magnetic permeability against the time depending on the stress-directions or the light magnetisation directions.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAȘI
Tomul XXIII (XXVII), Fasc. 3—4, 1977
Secția III
ELECTROTEHNICĂ
ELECTRONICĂ AUTOMATIZĂRI

C. D. 538.531.25

DISCONTINUITÉS DE L'AMPLITUDE DU SIGNAL DE SORTIE, EN RÉGIME FORCÉ, DUES À LA VARIATION DES FRÉQUENCES, DANS LES CIRCUITS FERRORÉSONANTS AYANT UNE BOBINE NONLINÉAIRE À NOYAU MAGNÉTISÉ ORTHOGONALEMENT

PAR

ADRIAN BARABOI

1. Les circuits ferrorésonants ayant des bobines nonlinéaires (commandées où non) ont été étudiés par un grand nombre de chercheurs. Quoique dans la littérature on trouve des travaux [1], [3], [4] concernant l'analyse du fonctionnement des bobines nonlinéaires à noyau magnétisé orthogonalement (BNNMO) l'utilisation et l'analyse des circuits ferrorésonants ayant une BNNMO sont très rares.

Dans ce qui suit on analyse les discontinuités du signal de sortie dues à la variation des pulsations dans un tel circuit ferrorésonant, la BNNMO étant réalisée à l'aide d'un noyau ferromagnétique cylindrique, muni d'enroulements d'excitation (toroïdales) et de commande (solenoïdales).

2. On peut montrer [6] qu'en approximant les caractéristiques de la BNNMO par les fonctions :

$$(1) \qquad \begin{cases} i_x = b_{10}^x \psi_x, \\ i_y = b_{10}^y \psi_y + b_{12}^y \psi_y \psi_x^2 + b_{30}^y \psi_y^3, \quad (b_{m,n}^{x,y} > 0), \end{cases}$$

où i_x et i_y sont les courants qui circulent par les enroulements de commande et d'excitation respectivement, tandis que ψ_x et ψ_y représentent les flux magnétiques orthogonaux produits par ces courants-ci et, compte tenu que les courants $i(t)$, $i_x(t)$ et la tension $u(t)$ (v. la fig. 1) ont les expressions :

$$(2) \qquad i(t) = I_m \cos \omega t, \; i_x(t) = I_{xm} \cos(\Omega t + \varphi), \; u(t) = U_m \sin \omega t,$$

l'équation différentielle qui décrit le fonctionnement des circuits ferrorésonants ayant une BNNMO, représentés graphiquement dans la fig. 1, est donnée par l'expression :

$$(3) \qquad \frac{d^2z}{dt^2} + 2\alpha \frac{dz}{dt} + [\omega_e^2 + 2\lambda^2 \cos 2(\Omega t + \varphi)] z + hz^3 = k \cos \omega t,$$

où :

$$(4)\quad \begin{cases} z = \dfrac{\psi_y}{\psi_{y0}}, \quad \omega_R^2 = \dfrac{b_{10}^y}{C}, \quad h = \dfrac{\omega_R^2\, b_{30}^y\, \psi_{y0}^2}{b_{10}^y}, \\ \lambda^2 = 0{,}25\, b_{12}^y \dfrac{\psi_{xm}^2}{C}, \quad \psi_{xm} = \dfrac{I_{xm}}{b_{10}^x}, \quad \omega_e^2 = \omega_R^2 + 2\lambda^2, \end{cases}$$

(ψ_{y0} représente une valeur de répère du flux magnétique ψ_y) et :

$$(5)\quad \begin{cases} k = \dfrac{\omega_R^2\, I_m}{b_{10}^y\, \psi_{y0}}, \quad 2\alpha = \dfrac{1}{rC} \text{ — dans le cas du circuit parallèle ;} \\ k = \dfrac{\omega U_m}{\psi_{y0}}, \quad 2\alpha = b_{10}^y\, r \text{ — dans le cas du circuit série.} \end{cases}$$

Vu que l'intégration de l'équation différentielle (3) s'avère assez difficile, pour l'étude qualitatif du signal de sortie il est suffisant que l'on analyse une solution de régime forcé de l'équation attachée aux circuits ferrorésonants conservatifs. Par conséquent, on fera appel seulement à l'équation différentielle :

$$(6)\quad \frac{d^2z}{dt^2} + [\omega_e^2 + 2\lambda^2 \cos 2(\Omega t + \varphi)]\, z + hz^3 = k \cos \omega t,$$

obtenue de (3), en admettant l'hypothèse simplificatrice $\alpha = 0$.

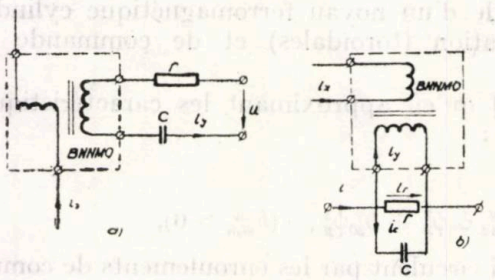


Fig. 1

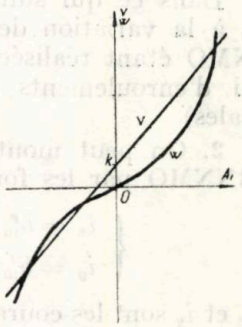


Fig. 2

Il est possible de montrer [6], qu'en approximant une solution de régime forcé de l'équation (6) par la fonction :

$$(7)\quad \begin{aligned} z(t) = {} & A_1 \cos \omega t + A_{+2} \cos [(\omega + 2\Omega)\, t + 2\varphi] + \\ & + A_{-2} \cos [(\omega - 2\Omega)\, t - 2\varphi] + A_3 \cos 3\omega t, \end{aligned}$$

on peut étudier les discontinuités de l'amplitude normée A_1 dues à la variation des divers paramètres qui caractérisent le fonctionnement du circuit ferrorésonant à BNNMO, par la résolution de l'équation :

$$(8)\quad k = fA_1 + 0{,}75\, hA_1^3,$$

où :

$$(9) \quad f = \omega_R^2 - \omega^2 + 2\lambda^2 + 2\lambda^4 \frac{\omega^2 - \omega_R^2 + 4\Omega^2 - 2\lambda^2}{[(\omega+2\Omega)^2 - \omega_R^2 - 2\lambda^2][(\omega-2\Omega)^2 - \omega_R^2 - 2\lambda^2]}.$$

Si l'on utilise une méthode grapho-analytique [2], la solution de l'équation (8) sera donnée par les abscisses des points d'intersection des courbes:

$$(10) \qquad v = k - fA_1, \quad w = 0{,}75\, hA_1^3,$$

représentées graphiquement dans la fig. 2.

3. La résolution de l'équation (9), ayant comme paramètre la pulsation ω du signal d'excitation, impose l'analyse de la fonction $f = f(\omega)$ et puis la détermination de la fonction $A_1(\omega)$. Dans les fig. 3 *a* ... 5 *a* sont représentées graphiquement les fonctions $f(\omega)$ pour diverses relations entre les paramètres ω_e et Ω et dans les fig. 3 *b* ... 5 *b*, la solution obtenue pour la fonction $|A_1(\omega)|$.

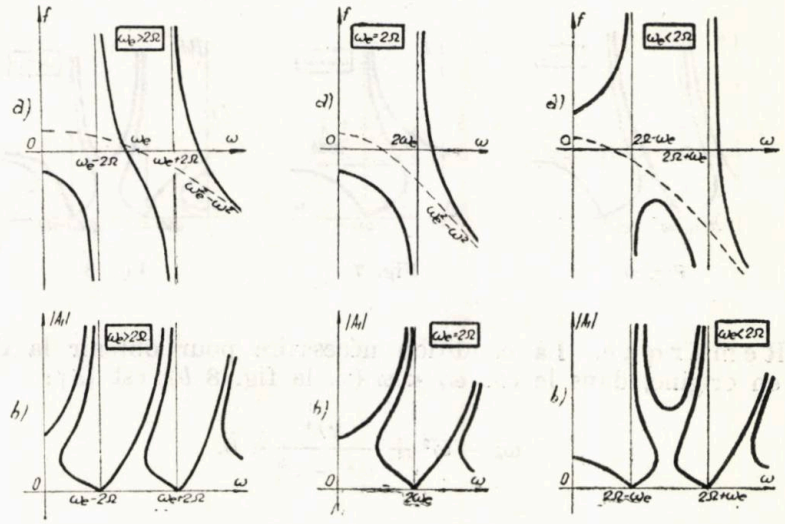


Fig. 3 Fig. 4 Fig. 5

La solution représentée graphiquement dans les fig. 3 *b* ... 5 *b* met en évidence les phénomènes de saut de l'amplitude normée A_1 du signal de sortie, dues à la variation de la pulsation ω du signal d'excitation. On constate la possibilité de l'apparition de la ferrorésonance multiple. En approximant la solution de regime forcé de l'équation (6) par l'expression (7), le nombre maximum des discontinuités obtenues pour l'amplitude normée A_1 du signal de sortie est de trois (v. les fig. 3 *b* et 5 *b*).

4. La mise en évidence des discontinuités de l'amplitude normée A_1 du signal de sortie, dues à la variation de la pulsation Ω du signal de commande, impose l'analyse de la fonction $f(\Omega)$ et la détermination, par voie graphique, de la variation correspondante, $A_1(\Omega)$. Dans les fig. 6 *a* ... 8 *a* est représentée graphiquement la fonction $f(\Omega)$, pour diverses relations entre les paramètres ω_e et ω et dans les fig. 6 *b* ... 8 *b*, la fonction $|A_1(\Omega)|$,

correspondante ; elle est caractérisée par des points de discontinuité (maximum quatre, v. la fig. 8 *b*), qui confirment la possibilité de l'apparition de la ferrorésonance multiple, due à la variation de la pulsation du signal de commande.

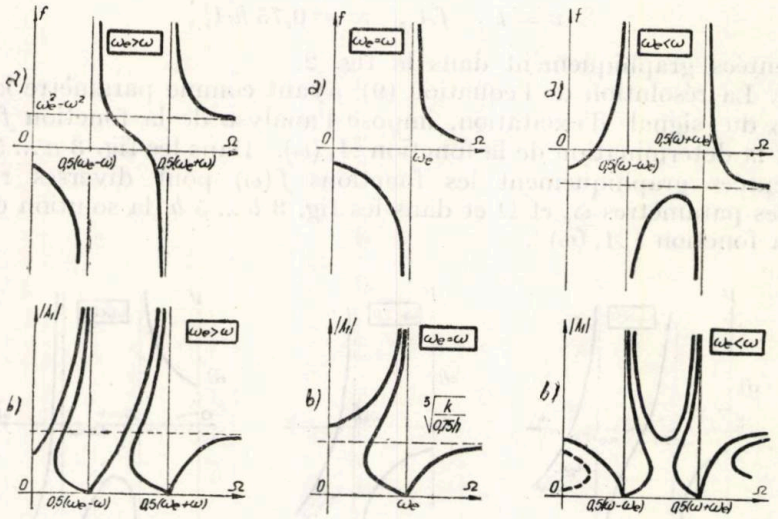


Fig. 6 Fig. 7 Fig. 8

Remarque. La condition nécessaire pour obtenir la discontinuité en origine, dans le cas $\omega_e < \omega$ (v. la fig. 8 *b*), est [5] :

$$\omega_e^2 - \omega^2 + \frac{2\lambda^4}{\omega^2 - \omega_e^2} < 0. \tag{11}$$

Conclusions

1. Compte tenu de l'équation (6), qui décrit le fonctionnement des circuits ferrorésonants ayant une BNNMO, dont les caractéristiques sont approximables par les fonctions (1), on met en évidence la possibilité de l'apparition de la ferrorésonance multiple.

2. En approximant la solution de l'équation différentielle (6) à l'aide de la fonction (7), on étudie les discontinuités de l'amplitude normée A_1 du signal de sortie, dues à la variation des pulsations des signaux d'excitation et de commande respectivement.

3. La ferrorésonance multiple, constatée par l'analyse des circuits ferrorésonants ayant une BNNMO, peut être appliquée à la réalisation des nouveaux dispositifs nonlinéaires (relais de fréquence, filtres etc.).

Reçue le 25 octobre 1976

Institut Polytechnique, Jassy,
Chaire d'Électroénergétique

BIBLIOGRAPHIE

1. Vasiliu Gh., *Résultats nouveaux concernant l'„effet Procopiu"*. Bul. Inst. polit. Iași, XIV (XVIII), *1—2*, 329 (1968).
2. Savin Gh., Rosman H., *Circuite electrice neliniare și parametrice*. Ed. Tehn., Buc., 1973.
3. Angel Y., *Commande magnétique orthogonale des systèmes paramétriques*. Acta electronica, 4, *3*, 359—380 (1960).
4. Balan D., *Studiul funcționării bobinei neliniare comandate ortogonal, excitată prin flux sinusoidal, în regim de magnetizare liberă și forțată*. Bul. Inst. polit. Iași, XIX (XXIII), *3—4*, s. III, 41 (1973).
5. Baraboi A., *Contribuții la studiul și aplicațiile magnetizării în cîmpuri ortogonale*. Referat, Inst. polit., Iași, 1976.
6. Baraboi A., *Discontinuités de l'amplitude du signal de sortie, en régime forcé, des circuits ferrorésonants ayant une bobine nonlinéaire à noyau magnétisé orthogonalement, dues à la variation de l'amplitude du signal de commande*. Bul. Inst. polit. Iași, XXIII (XXVII), *1—2*, s. III, 27 (1977).

DISCONTINUITĂȚI ALE AMPLITUDINII SEMNALULUI RĂSPUNS, DE REGIM FORȚAT, DATORATE VARIAȚIEI FRECVENȚELOR, ÎN CIRCUITE FERONEZONANTE CONȚINÎND O BOBINĂ NELINIARĂ CU MIEZ MAGNETIZAT PE DIRECȚII ORTOGONALE

(Rezumat)

Constituind o introducere în studiul circuitelor ferorezonante conținînd o bobină neliniară cu miez magnetizat pe direcții ortogonale, se adoptă drept punct de plecare ecuația diferențială care descrie funcționarea acestei clase de circuite și, pe cale analitică, se pune în evidență posibilitatea apariției ferorezonanței multiple, în raport cu variația pulsațiilor.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAȘI
Tomul XXIII (XXVII), Fasc. 3—4, 1977
Secția III
ELECTROTEHNICĂ
ELECTRONICĂ-AUTOMATIZĂRI

D.C. 538.551.2

IDEAL AND NONIDEAL BEHAVIOUR OF CONSTANT MODULE IMPEDANCE CIRCUITS

BY

LIVIU GORAȘ

1. Introduction

Under certain conditions, the circuit consisting of an inductor, a capacitor and a resistor in a mixed connection, has an impedance whose module is constant while the phase varies between $-\pi/2$ and $+\pi/2$ when the resistance varies from zero to infinity. The above statement is true when ideal reactive elements are considered. For the physical realization of circuits with constant module and variable phase only lossy reactive elements can be used. In order to cover continuously a phase range as closed of π radians as possible, a very large variable resistor and small losses reactive elements must be used.

2. Ideal Constant Module Circuits

The realization of constant module circuits (CM) at a certain frequency is based on the property of the *RL* and *RC* circuits to have the geometrical locus of the current or of the voltage of a semicircular shape when the resistor varies between zero and infinity, as shown in Fig. 1.

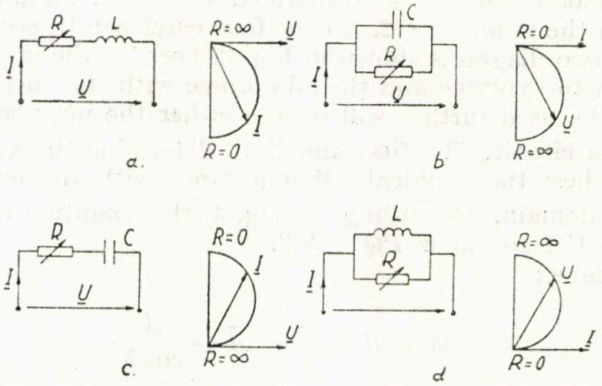


Fig. 1

CM circuits can be easily obtained by properly connecting a shifting reactive element to make the center of the semicercle coincide with the origin of the coordinates sistem [1].

The four possibilities are resumed in Table 1 which contains the conditions under which the circuits are CM, the value of the constant module, the value of the phase, the value of the resistance R_0 corresponding to zero phase (resonance) and the impedance character for $R \in [0, R_0]$.

It is obvious that for $R = 0$ the CM impedance are always purely reactive.

The full range of π radians for the phase can be covered only using a very large variable resistance. If there is no need to pass continuously from positive to negative phase, a switch can comute two properly choosen CM circuits ($a \ldots c$ or $b \ldots d$ from Table 1, changing of course the values of the reactive elements) the resistance needed to cover the $\pi/2$ radians area or the phase being either $Z/2$ or $2Z$.

3. Nonideal Constant Module Circuits

The results contained in Table 1 are exact only when ideal reactive elements are considered. When the reactive elements are lossy, the geometrical locus diagrams are shown in Fig. 2. The nonideal character of the inductors and the capacitors has been taken into consideration by means of a loss resistance paralel or series connected, the value of the reactive elements being determined with the series or paralel arrangement as it was more convenient.

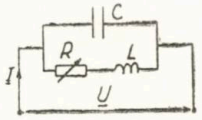
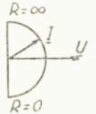
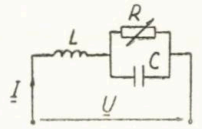
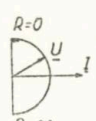
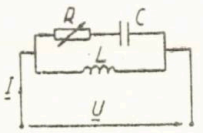
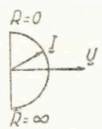
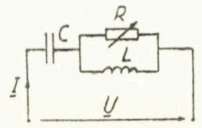
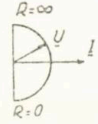
It is obvious that the circuits obtained with lossy reactive elements have no more constant modules and, when the resistance varies between zero and infinity the phase does not cover all the domain of π radians. The relations between the phase and the resistance are a little more involved but they can be obtained by means of elementary considerations. Of course, for small losses, the nonideal behaviour of the CM circuits can be approximated by the ideal behaviour. The maximum errors that appear in this case, because of the losses, will be discussed bellow. These errors concerns the module, which is no more constant and the phase which can no more reach the limits $\pm \pi/2$. All the four cases can be studied by means of one of the two diagrams shown in Fig. 3, because the impedance is proportional with the voltage and the admitance with the current. The letter A which will be used further will denote either the impedance or the admitance of the circuit. The first aim is to determine the value of $\tilde{A}$ that approximates best the nonideal CM immitance with an ideal one, for the whole phase domain. Regarding to Fig. 4, the condition for $\tilde{A}$ to approximate best a CM circuit is $PQ = ST$.

This means :

$$m + A - \tilde{A} = \tilde{A} - \frac{A}{\cos \delta}, \tag{1}$$

where $m = A \operatorname{tg} \delta$. Hence

Table 1

C. M. circuits	I or U locus	C. M. condition	Module	Phase	Resonance	Character for $R \in [0, R_0]$
		$\omega^2 LC = \frac{1}{2}$	$Z = \frac{1}{\omega C} = 2\omega L$	$\operatorname{tg}\varphi = \frac{1}{2}\left(\frac{\omega L}{R} - \frac{R}{\omega L}\right)$	$R_0 = \omega L = \frac{1}{2\omega C} = \frac{Z}{2}$	Inductive
		$\omega^2 LC = \frac{1}{2}$	$Z = \frac{1}{2\omega C} = \omega L$	$\operatorname{tg}\varphi = \frac{1}{2}\left(\frac{2\omega L}{R} - \frac{R}{2\omega L}\right)$	$R_0 = 2\omega L = \frac{1}{\omega C} = 2Z$	Inductive
		$\omega^2 LC = 2$	$Z = \frac{2}{\omega C} = \omega L$	$\operatorname{tg}\varphi = \frac{1}{2}\left(\omega RC - \frac{1}{\omega RC}\right)$	$R_0 = \frac{1}{\omega C} = \frac{\omega L}{2} = \frac{Z}{2}$	Capacitive
		$\omega^2 LC = 2$	$Z = \frac{1}{\omega C} = \frac{\omega L}{2}$	$\operatorname{tg}\varphi = \frac{1}{2}\left(\frac{\omega RC}{2} - \frac{2}{\omega RC}\right)$	$R_0 = \frac{2}{\omega C} = \omega L = 2Z$	Capacitive

(2) $$\tilde{A} = \frac{A}{2}\left(\operatorname{tg}\delta + \frac{1}{\cos\delta} + 1\right).$$

The maximum error for the module is then

(3) $$\varepsilon = \tilde{A} - A = \frac{A}{2}\left(\operatorname{tg}\delta + \frac{1}{\cos\delta} - 1\right)$$

and the relative error

(4) $$\varepsilon_r = \frac{\tilde{A} - A}{\tilde{A}} = \frac{\sin\delta + 1 - \cos\delta}{\sin\delta + 1 + \cos\delta}.$$

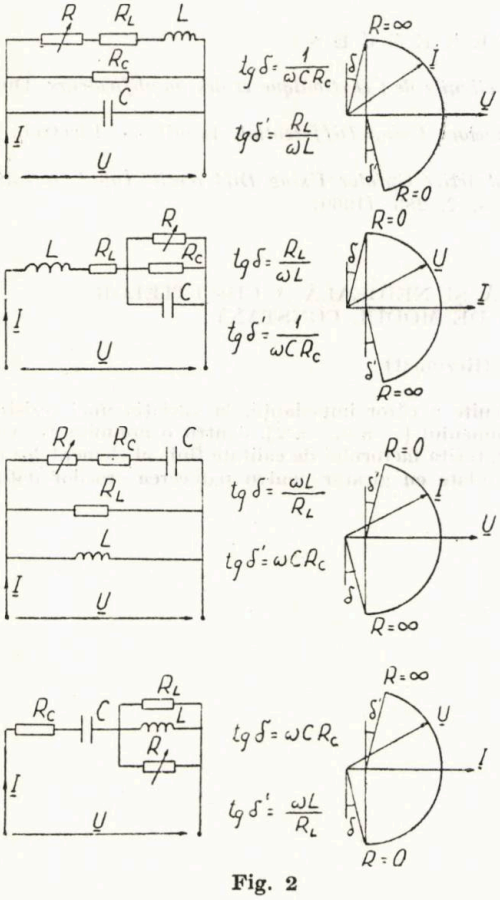


Fig. 2

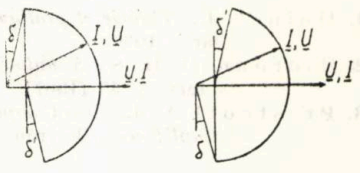


Fig. 3

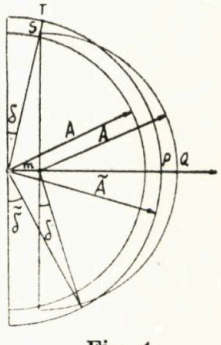


Fig. 4

It is obvious that the phase will never reach $+\pi/2$ or $-\pi/2$, the minimum difference being δ in one quadrant and $\tilde{\delta}$ in the other one. From elementary geometric considerations,

(5) $$\operatorname{tg}\tilde{\delta} = \frac{m + A\,\sin\delta'}{A\cos\delta'} = \operatorname{tg}\delta' + \frac{\operatorname{tg}\delta}{\cos\delta'}.$$

4. Conclusions

The performances of the CM circuits depend on the quality of the inductors and condensers used. For small power applications and in certain ranges of amplitudes and frequencies, gyrator simulated inductances can be used. The results are very encouraging as very high Q inductors can be easily simulated [2], [3].

Received, May 31, 1977

Polytechnic Institute, Jassy,
Department of Electrical Engineering,
Electrical Machines and Measurements

REFERENCES

1. Quinet J., *Théorie et pratique des circuits de l'électronique et des amplificateurs.* Dunod, Paris, 1960.
2. Riordan R. H. S., *Simulated Inductors Using Differential Amplifiers.* Electron. Letters, *3*, 50 (1967).
3. Prestcott A. J., *Loss Compensated Active Gyrator Using Differential-Input Operational Amplifiers.* Electron. Letters, *2*, 283 (1966).

COMPORTAREA IDEALĂ ŞI NEIDEALĂ A CIRCUITELOR CU IMPEDANŢĂ DE MODUL CONSTANT

(Rezumat)

Se studiază comportarea unor circuite a căror impedanţă, la variaţia unei rezistenţe, are modulul constant şi faza variabilă în domeniul $[+\pi/2, -\pi/2]$, pentru o anumită frecvenţă. Se determină expresia erorilor care apar datorită factorului de calitate finit al elementelor reactive. Se propune utilizarea bobinelor simulate cu girator pentru reducerea erorilor datorate elementului inductiv.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXIII (XXVII), Fasc. 3—4, 1977
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ
ELECTRONICĂ·AUTOMATIZĂRI

D.K. 621.317.083.7 ; 621.317.373

EINIGE BETRACHTUNGEN ÜBER DIE FUNKMESSUNG DER PHASENDIFFERENZ VON WECHSELGRÖßEN NIEDERER FREQUENZ

VON

M. CREŢU

1. Einleitung

Beim Studium der Arbeitsregime electrischer Netze ist von Wichtigkeit die Kenntnis der Phasenverschiebung zwischen zwei Spannungen oder zwischen zwei Ströme bzw. zwischen einem Strom und einer Spannung und derer automaten Übertragung zu einem Zentral-Dispatcher. Zu diesem Zweck wird man die Funkübertragung der Messungen anwenden.

Vorliegende Arbeit stellt einige Übertragungsmöglichkeiten der Phasendifferenz dar, mittels der dem Elektroenergetiker zur Verfügung stehenden Funkstellen-Ausstätigungen.

2. Grundfahren

Eine erste Möglichkeit zur Funkübertragung der Phasendifferenz bestehet in der Umwandlung derselben in eine proportionelle Gleichspannung und nachfolgender Verwendung der bei der Funkmessung der Module beschrieben Einrichtung. Zu diesem Zweck wird man anstatt der ersten Stufe [2] eine Stufe einbauen, welche jener die in den elektronischen, mit Kommutationskreisen versehenen Phasenmessern verwendet wird, gleichartig gestaltet ist. Beim Austritt aus einer solchen Stufe wird man eine der zu Messen den Phasenverschiebung proportionelle Gleichspannung erhalten.

Wenn man die Messung des Phasenwinkels von Spannungen (oder Strömen) an verschiedenen Punkten des Energetischensystems gegen einen Beziehungsvektor verfolgt, der sich im Dispatcherpunkt befinden, dann ist das Übermittlungssystem von dem oben beschriebenen sehr verschieden. In diesem Fall wird der Phaseur (Spannung oder Strom) direkt, ohne Konvertierung in Impulse, an den Dispatcherpunkt durch Funk übermittelt. Hier wird er aus der Audiofrequenzstufe der Empfangsstation herausgelöst und gebenenfalls nach einer zusätzlichen Verstärkung an einer elektrodynamischer Phasenmesser augegebenen. Wenn durch den Funkkannal eine Spannung übertragen wird dann wird der Beziehungsphaseur am Dispatcher ein Strom sein müssen.

Die Funkmessungseinrichtung wird in diesem Fall aus folgenden Bestandteilen aufgebaut (Abb. 1): *1* — Modulatorblock der Sendestation; *2* — Funk-Sendestation; *3* — Empfangsstation; *4* — Trennungsstufe des übermittelten Signals; *5* — Spannungsverstärker; *6* — Electrodynamischer Kreuzspulphasenmesser oder elektrodynamischer Phasenmesser.

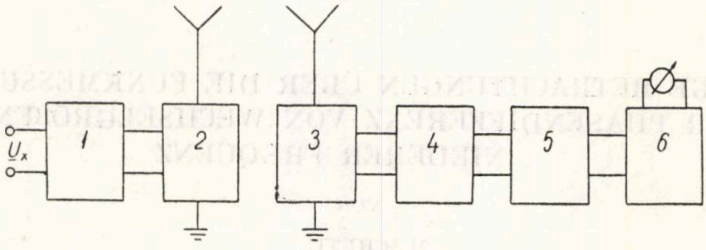


Abb. 1

Vor der Durchführung der Messungen ist eine Phasenkorrektur nötig, die man mit Hilfe eines geeichten Phasenschiebers durchführt, welcher zwischen den Stufen *5* und *6* eingebaut wird. Diese Korrektur hat die Ausschaltung der zusätzlichen Phasenverschiebung zum Gegenstand, welche von den elektronischen Schaltungen der Funkstationen eingeführt wird.

In der Anlage der Abb. 1 wird die Hochfrequenz-Trägerwelle von der Niederfrequenz-Wechselspannung selbst moduliert, deren Phasenverschiebung gemessen wird. Es kann geschehen, daß die Übergangsbanden der Audiofrequenzverstärker der Funkstationen mit der Niederfrequenz des ubermittelten Signals nicht verträglich sind. In diesem Falle wird man Frequenzkorrekturen diese Stufen durchführen mussen.

Beim Durchgang durch die Stufen der Funkstationen wird das sinusoidale Signal immer derart verformt werden, daß in der Spannungswelle harmonische Obertöne auftreten werden.

Wenn man als Anzeigeinstrument ein elektrodynamisches Kreuzspulinstrument verwendet, beeinträchtigen die in der dem Phasenmesser aufgegebenen Spannungswelle enthaltenen Obertöne keineswegs die Angaben desselben, da kein elektrodynamisches Drehmoment geschaffen wird, wobei der Beziehungsphaseur keine Obertöne hat. Wenn der Endphasenmesser elektronisch und mit Umschaltungskreisen versehen ist, beeinträchtigen die in der Spannung enthaltenen Obertöne ebenfalls nicht die Messungsergebnisse. (Bei einem derartigen Phasenmesser werden die Wechselsignale gewöhnlich in synchrone Rechteckimpulse transformiert).

Im selben Funkkanal ist die Übertragung sowohl des Moduls als auch des Argumentes der Meßgröße möglich. Dazu werden durch den Funkkanal gleichfalls Rechteck-Impulse übermittelt die aber in der Dauer moduliert sind. Die Frequenz der Rechteck-Impulse (Abb. 2) wird der Phase der Wechselgröße proportional sein. Die Rechteck-Impulse von variabler Dauer werden zur Modulierung der Hochfrequenz-Tragerwelle in der Sen-

destation dienen. Beim Empfang werden getrennte elektronische Schaltungen zur Konversion der Impulsfrequenz in Gleichspannung vorhanden sein, welche uns den Modul der Meßgröße peilen wird.

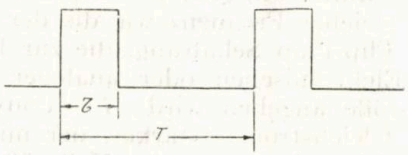


Abb. 2

Dazu wird die Anlage bei der Sendung aus folgenden Bestandteilen aufgebaut sein (Abb. 3): *1* — Modul — Frequenz-Converter der Rechteckimpulse; *2* — Bistabilschaltung zur Verbesserung der Rechteckigkeit der Impulse; *3* — Multivibrator (Oszillator), monostabil, der in der Frequenz der Rechteckimpulse des bistabilen Kreises gesteuert wird; *4* — Elektronischen Phasenmesser-Block mit Kommutationschaltungen; *5* — Bistabilschaltung zur Formverbesserung der Rechteckimpulse von variabler Dauer; *6* — Sende-Funkstation.

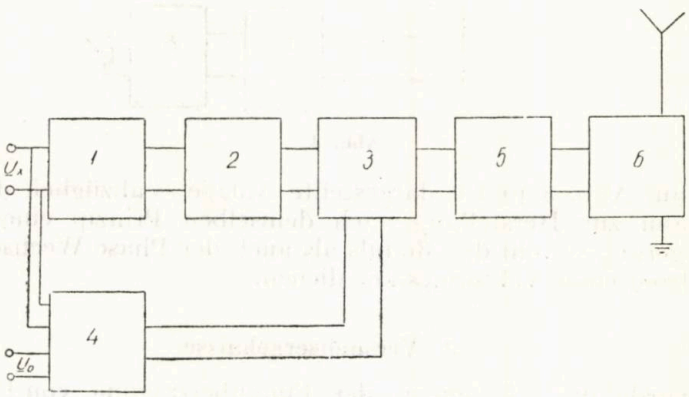


Abb. 3

Der elektronische Phasenmesserblock *4* erzeugt beim Ausgang eine Gleichspannung, die der Phasendifferenz zwischen den zu messenden Signalen U_x und den Beziehungssignalen U_0 (als Phasenursprung) proportionell ist. Der monostabile Oszillator erzeugt beim Ausgang Züge von Rechteckimpulsen, deren Frequenz vom Bistabilkreis *2* gesteuert wird, also proportionell dem Modul der Meßgröße, wobei die Dauer von der Größe des kontinuierlich mittels des elektronischen Phasenmessers aufgegebenen Signals abhängt, also am Ende von der Phase der Meßgröße abhängt.

Die Verwirklichung der Abhängigkeit der Impulsdauer von der Phase geschieht durch Einschaltung eines nichtlinearen Elementes (Widerstand oder Kapazität) aus dem Schaltkreis der monostabilen Einheit, auf welche ein kontinuierliches Signal vom Austritt des Phasenmessers einwirkt.

Beim Empfänger wird man folgende Einrichtung verwenden (Abb. 4): *1* — Funk-Empfangsstation; *2* — Stufe zur Abtrennung und Wiederherstellung der Impulse; *3* — Differenzierungsschaltung der Positiven Fronten zur Steuerung des Multivibrators; *4* —Multivibrator, welcher Rechteckimpulse von einer gleicher Frequenz wie die der Impulszüge variabler Bauer generiert; *5* — Flip-Flop Schaltung, die zur Formverbesserung der Impulse dient; *6* — Elektronischen oder analoger Frequenzmesser, der den Modul der Meßgröße angeben wird; *7* — Converter Impulsdauer — Gleichspannung; *8* — Gleichstromverstärker, der mit einem analogischen Gerät versehen ist, welches die Phase der Meßgröße angeben wird.

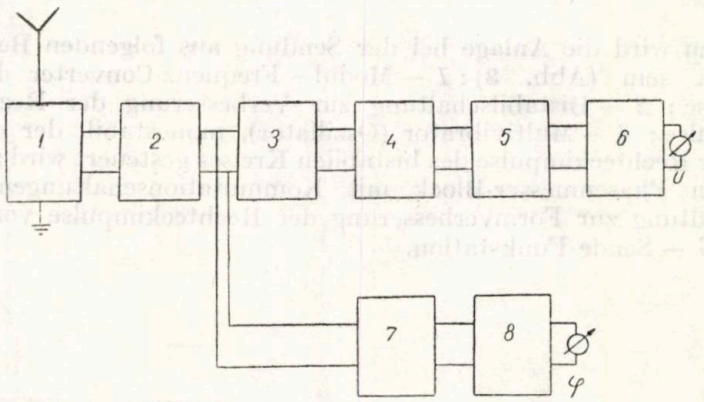


Abb. 4

Die auf Abb. 3 und 4 dargestellte Anlage — abzüglich der Funkan lagen — kann zur Herstellung nach demselben Prinzip eines elektroni schen Meßgeräts, sowohl des Moduls als auch der Phase Wechselgröße d.h eines elektronischen Vektormessers dienen.

3. Versuchsergebnisse

Es wurde die Möglichkeit der Funkübertragung von Phasendifferenzen experimentell untersucht bei Spannungen die in verschiedene Orte des elektrischen Netzes der Stadt Jassy gemessen wurden, gegen einem im Labor der elektrischen Messungen befindlichen Beziehungsphaseur (ein Strom). Die Übertragungskontrolle wurde telefonisch ausgeführt durch elektrodynamische Phasenmesser von der EKL-Art, die als Anzeigeinstrumente bei Sendung sowie Empfang dienten. Nach Ausführung der Phasenentzerrungen (Phasenkorrektur) mittels einem induktiven Regler hatten die relativen Anzeige-Differenzen an Phasenmesser keine 0,6% überschritten. Es wurden Funkstellen der Art MORS verwendet.

4. Schlußfolgerungen

Die Funkübertragungsverfahren von Phasenverschiebungen können zur Erzielung von Leistungen die sich eindeutig als überlegen der Fernmessung erweisen, führen.

Modul- sowie Phasenübertragung über einer Leitung erweist sich als günstig, da man auf demselben Prinzip einen elektronischen Vektormeter herstellen kann.

Im Gegenteil zur Fernmessung ist in diesem Fall die Messung der Phasenverschiebungen gegen ähnlichen Beziehungsphaseur (befindlich am Dispatcher) möglich und dadurch vereinfacht sich die Aufzeichnung des Phasendiagramms des Systems.

Eingegangen am 18. Oktober 1975

Technische Hochschule, Jassy,
Lehrstuhl für Elektrotechnik,
elektrische Messungen und Maschinen

LITERATURVERZEICHNIS

1. Alexiu I., *Circuite cu semiconductoare în industrie.* Ed. Tehn., Buc., 1970, 163—170.
2. Crețu M., *Über die Funkmessung der Module von Wechselgrößen niederer Frequenz.* Bul. Inst. polit. Iași, **XXI (XXVI)**, *1—2*, s. III, 31—34 (1975).
3. Karsa B., *Electrical Measuring Instruments.* Budapest, 1967, 601—605.
4. Merz L., *Grundkurs der Meßtechnik.* Teil 1, R. Oldenbourg Verlag, München-Wien, 1974, 188.

CONSIDERAȚII PRIVIND RADIOMĂSURAREA DIFERENȚEI DE FAZĂ A SEMNALELOR ALTERNATIVE DE JOASĂ FRECVENȚĂ

(Rezumat)

Defazajul dintre două semnale alternative de joasă frecvență (tensiuni sau curenți) constituie o mărime importantă în studiul regimurilor de funcționare ale rețelelor electrice. În lucrare sînt relevate cîteva posibilități de transmitere prin radio a defazajelor către un dispecer central, folosindu-se stațiile de radio existente în dotarea electroenergeticienilor. Dacă defazajele sînt măsurate față de același fazor de referință se poate obține cu ușurință diagrama fazorială a unei rețele electrice.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAȘI
Tomul XXIII (XXVII), Fasc. 3—4, 1977
Secția III
ELECTROTEHNICĂ
ELECTRONICĂ-AUTOMATIZĂRI

D.C. 313.338

ABOUT THE LINEAR MOTOR WITH FERROMAGNETIC ARMATURE AND VARIABLE AIR-GAP

BY

MARIUS BĂBESCU

1. Introduction

The linear motor with ferromagnetic armature was imposed with attention to specialists under the unilateral form of the solution because of the technological and economical advantages.

The use of the ferromagnetic armature is recommended in the case of some application such as the additional speed and brake of present speed trains and of big tonnage, using as armature just the runway rail, the acting of the traveller, remorcing in this case the mechanical reduction unit.

In the calculus of linear motor performances, with ferromagnetic armature, appear serious mathematical difficulties because of the phenomena of saturation and of the crossing and pressing effects.

In [6] and [7] the crossing effect is neglected and the settlement of equation of the electromagnetic field is based on consideration of a constant magnetic permeability.

Only in [1] and [5] the effect of saturation of iron is taken in consideration, the magnetization curve being approximated as a parabola.

In this paper there are presented some theoretical considerations about the field equation and equivalent parameters of the armature, appreciating the transverse effect and taking in account the real magnetizattion curve of the armature's material.

2. Theoretical Analysis

2.1. Hypotheses

a) The electromagnetic sizes vary in respect to time and space after a sine law; b) the longitudinal effect is neglected; c) the transverse effect is taken into consideration through the correction factor K_2 [1]; d) the magnetization curve is introduced into the electronic computer divided into 20 intervals.

2.2. The Equation of the Electromagnetic Field

The motor is divided into the two following parts (Fig. 1): a) the air-gap ($0 < y < \delta$), b) the ferromagnetic plate—the secondary part of the motor ($\delta < y < \delta + E$).

If are taken in consideration M a x w e l l's equations in each of the parts of the motor and by applying the considerations for continuity, it results for the magnetic potential vector **A** the following expressions [1]:

$$\underline{A}^I = (A_1 e^{\alpha y} + A_2 e^{-\alpha y}) e^{j(\omega t - \alpha x)}, \qquad \underline{A}^{II} = A_3 e^{-\gamma z} \cdot e^{j(\omega t - \alpha x)}.$$

where A_1, A_2, A_3 are integration constants, $\alpha = \pi/\tau$, τ — pole pitch, $\omega = 2\pi f$ — angular frequency,

$$\underline{\gamma} = \Delta + j\varepsilon, \quad \Delta = \frac{\alpha}{\sqrt{2}} \sqrt{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega \sigma_{Fe} \mu_{Fe} S}{\alpha^2}\right)^2} + 1},$$

(2)

$$\varepsilon = \frac{\alpha}{\sqrt{2}} \sqrt{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega \sigma_{Fe} \mu_{Fe} S}{\alpha^2}\right)^2} - 1},$$

S — the slide.

Calculating the integration constants we obtain for the magnetic potential vector the expressions:

$$\text{(3)} \quad \begin{cases} \underline{A}^I = \dfrac{\mu_0 J_m}{\alpha B} [\lambda_1 \operatorname{sh} \alpha\delta \operatorname{ch} \alpha (y - \delta) - \lambda_2 \operatorname{ch} \alpha\delta \operatorname{sh} \alpha (y - \delta) + \\ \qquad + \lambda_3 \operatorname{ch} \alpha (y - 2\delta) + j\lambda_4 \operatorname{ch} \alpha y] e^{j(\omega - \alpha x)}, \\ \underline{A}^{II} = \dfrac{\sqrt{2}\mu_0 \mu_{Fe}}{B} \underline{\gamma} J_m e^{-\underline{\gamma}(y-\delta)} e^{j(\omega t - \alpha x)}, \end{cases}$$

where: J_m — current layer and

$$\lambda_1 = 2\mu_{Fe}^2 \alpha^2 (\Delta^2 + \varepsilon^2), \qquad \lambda_2 = 2\mu_0^2 (\Delta^2 + \varepsilon^2)^2,$$

$$\lambda_3 = 2\mu_0 \mu_{Fe} \alpha\beta (\Delta^2 + \varepsilon^2), \qquad \lambda_4 = -2\mu_0 \mu_{Fe} \alpha\varepsilon (\Delta^2 + \varepsilon^2).$$

$$B = \lambda_1 \operatorname{sh}^2 \alpha\delta + \lambda_2 \operatorname{ch}^2 \alpha\delta + \lambda_3 \operatorname{sh} 2\alpha\delta,$$

μ_{Fe} — magnetic permeability and σ_{Fe} — electroconductibility of the armature.

2.3. The Calculation of the Traction Force, respectively of the Vertical Force

The force which acts on the surface unit is expressed, in complex form by the following relation

$$\text{(4)} \qquad f = \frac{1}{2} \mathcal{R}e [\underline{I}_z \underline{B}_y^{I*}],$$

where $\mathbf{B} = \operatorname{rot} \mathbf{A}$, (s. relations (3)).

By integrating the relation (4) one obtains the total force:

$$\text{(5)} \qquad F = \int_S f \, ds = \frac{2p\tau \cdot 2a}{2B} \mu_0 J_m^2 \lambda_4,$$

where: p — the number of pairs of poles (the terminals of the machine having half-winding slats are considered in calculations forming a single pole), $2a$ — the width of the inductor (Fig. 1).

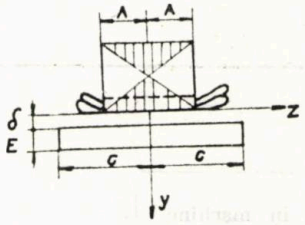


Fig. 1. — The linear machine with ferromagnetic armature.

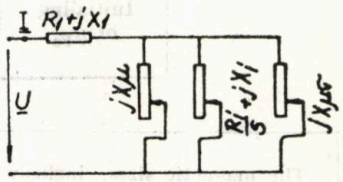


Fig. 2. — Electrical equivalent scheme of the machine.

We used in calculations the circuit diagram of the machine represented in Fig. 2 where R_i, X_i are the resistance, respectively the reactance of the ferromagnetic armature, calculated for a variable μ_{Fe}.

The tractive force between inductor and armature was obtained through the derivative of magnetic energy to respect with the air-gap

$$F_N = \left(\frac{\partial W}{\partial \delta}\right)_{I=\text{const.}}. \tag{6}$$

After performing the calculus it results:

$$F_N = \frac{2ap\tau\mu_0 J_m^2}{2B^2}\left[\lambda_4^2 \operatorname{ch} 2\alpha\delta - (\lambda_1^2+\lambda_2^2)\frac{\operatorname{sh}^2 2\alpha\delta}{2} - \right.$$
$$-(\lambda_1^2 \operatorname{sh}^2\alpha\delta + \lambda_2^2 \operatorname{ch}^2\alpha\delta)\operatorname{ch} 2\alpha\delta - 4\lambda_1\lambda_2 \operatorname{ch}\alpha\delta + \lambda_3^2(2\operatorname{ch} 4\alpha\delta - \tag{7}$$
$$-\operatorname{ch} 2\alpha\delta) + \lambda_1\lambda_3(\operatorname{sh} 4\alpha\delta - \operatorname{sh} 2\alpha\delta + 2\operatorname{sh}\alpha\delta \operatorname{ch} 3\alpha\delta) +$$
$$\left. + \lambda_2\lambda_3(\operatorname{sh} 4\alpha\delta - \operatorname{sh} 2\alpha\delta + \operatorname{ch}\alpha\delta \operatorname{sh} 3\alpha\delta)\right].$$

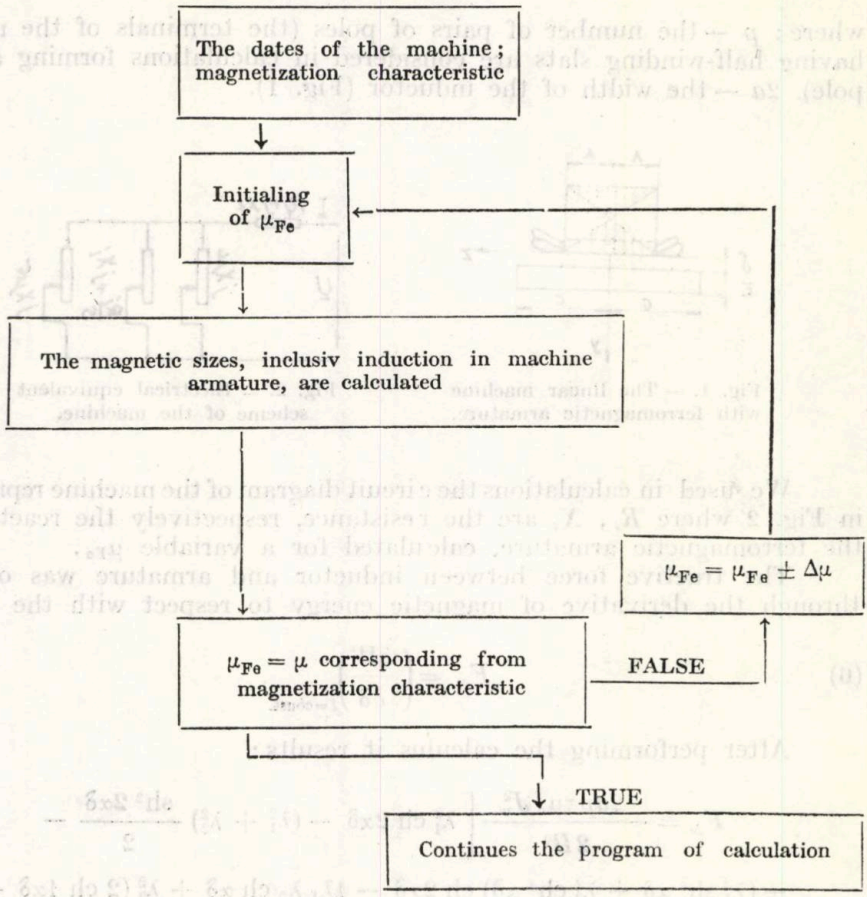
In Fig. 3 is represented the variation of the vertical force in the air-gap, with respect to the slide.

The Dates of the Machine: $\tau = 0.036$ m, $A = 0.05$ m, $c = 0.08$, $p = 9$, $E = 0.02$ m, $\sigma_{Fe} = 4 \times 10^6\ \Omega^{-1}\,\text{m}^{-1}$. The transversal effect was considered through the coefficient

$$K_2 = 1 + \frac{\tau^2}{\pi^2(C-A)A},$$

considering in calculation $\sigma = \sigma_{Fe}/K_2$.

The calculation was made with the help of magnetic permeability μ_{Fe} which are determined with an iterative process, given in the following organigram:



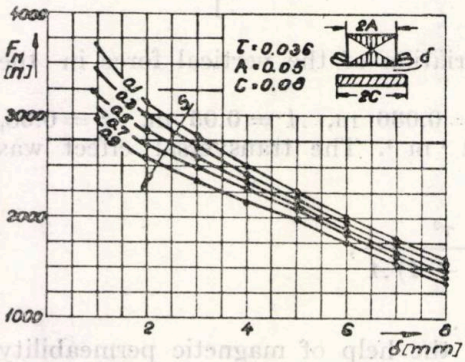


Fig. 3. — Dependence of the normal force w.r.t. the air-gap.

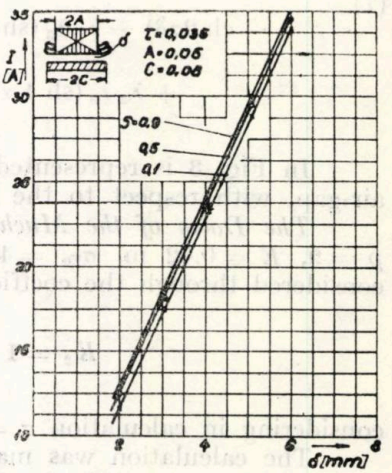


Fig. 4. — Dependence of the current w.r.t. the air-gap.

The machine current is determined by help of the equivalent circuit represented in Fig. 2.

As we have seen in Fig. 5 the current in the primary of the machine vary very little with the slide, but change considerable with the air-gap (Fig. 4).

Test results checking the theoretical investigation was obtained with help of a linear motor of type sector having as armature a wheelrim-tyre of a diameter 80 cm.

The experimental facilities permitted to obtain the mechanical characteristic (the traction force w.r.t. the slide) for a phase voltage $U_f = 220$ V = const. The curves are drawn in Fig. 6 and have as parameter the air-gap.

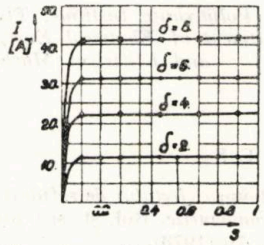


Fig. 5. — Dependence of the current w.r.t. the slide.

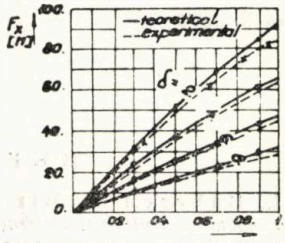


Fig. 6. — Dependence of the propulsive force w.r.t. the slide.

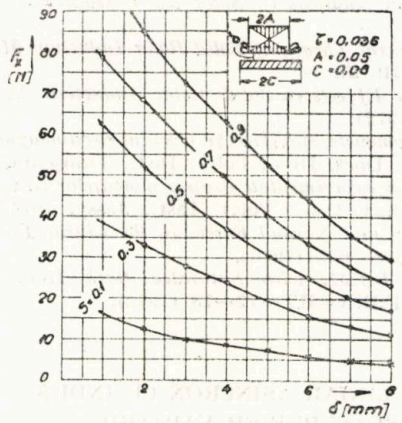


Fig. 7. — Dependence of the propulsion force w.r.t. the air-gap.

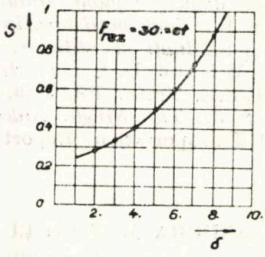


Fig. 8. — Dependence of the slide w.r.t. the air-gap.

It may be noticed a satisfactory concordance of the experimental results and the theoretical ones, the difference being negligible in the domain of little slides.

In Fig. 7 is represented the traction force w.r.t. the air-gap and having the slide as parameter too.

Using Figs. 6 and 7 we could represent the variation of the slide w.r.t. the air-gap. The curve $s = f(\delta)$ was drawn for a constant force of 30 N.

4. Conclusions

In this paper we propose a new way referring to the theoretical approach of the performances of a linear motor with magnetic armature, based on the real magnetization characteristic of the armature, introduced under the form of a table in the memory of the computer.

With the help of an experimental model the proposed theory was checked and a satisfactory concordance betwen the theoretical results and the experimentals ones is obtained.

For the small speed linear motors (liniar motor for traveller, tubular linear motor), the theory had to be applied directly at the design of such machines.

Received, March 8, 1975

Polytechnic Institute, Timişoara,
Department of Electrical Energy Utilization and Electrical Machines

REFERENCES

1. Boldea I., Băbescu M., Biriescu M., *Asupra efectului de refulare şi transversal la motoarele liniare unilaterale cu indus feromagnetic.* Bul. şt. şi tehn. al Inst. polit. Timişoara, seria Electrot., **18 (32)**, 59–70 (1973).
2. Băbescu M., *Calcularea forţei de propulsie la un motor liniar cu indus feromagnetic cu efectul transversal şi cel de saturaţie.* Presented at the Scientific Session, Polytechnic Institute, Timişoara, June 16–18, 1974.
3. Wood A. I., Concordia C., *An Analysis of Solid Rotor Machines.* Trans. I.E.E., **116**, *4*, 721–733 (1960).
4. Chalmers B., Woolley I., *General Theory of Solid Rotor Induction Machines.* Proc. I.E.E., **118**, *9*, 1301–1308 (1972).
5. Yee M., *Saturation and Finite Length Effects in Solid Rotor Induction Machines.* Proc. I.E.E., **119**, *7*, 877–882 (1972).
6. Boldea I., *Contribuţii privind fenomenele specifice şi calculul electromagnetic al motoarelor asincrone plane, liniare.* Doct. Diss., Polyt. Inst., Timişoara, 1973.
7. Cantemir L., *Contribuţii teoretice şi experimentale asupra motoarelor liniare de inducţie şi posibilităţi de utilizare.* Doct. Diss., Polyt. Inst., Jassy, 1974.
8. Ooi B. T., White D. C., *Traction and Normal Forces in the Linear Induction Motor.* I.E.E.E. Trans., **PAS–89**, 638–645 (1970).
9. Dukowicz J., *The Single-Sided L.I.M. with Saturated Back Iron.* U. S. Dept. of Transportation, Report F.R.A–RT–72–78 (1972).

ASUPRA MOTORULUI LINIAR ASINCRON CU INDUS FEROMAGNETIC ŞI ÎNTREFIER VARIABIL

(Rezumat)

Se analizează un motor liniar unilateral cu indus feromagnetic. În particular, se evaluează saturaţia avîndu-se în vedere curba de magnetizare reală, încorporată tabelar în memoria calculatorului.

Efectul longitudinal poate fi neglijat, avînd în vedere posibilitatea compensării lui cu bobine de capăt, iar efectul transversal se ia în considerare prin coeficienţi de corecţie.

Se calculează forţele de tracţiune şi normale scoţînd în evidenţă influenţa întrefierului

Rezultatele experimentale verifică satisfăcător teoria propusă.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXIII (XXVII), Fasc. 3—4, 1977
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ
ELECTRONICĂ-AUTOMATIZĂRI

D. K. 621.3.018.3

ANALYSE DER INNEREN STOCHASTISCHEN STÖRUNG, FORMELLE URSACHE DES VERZERRUNGSBETRIEBES VON ELEKTRISCHEN INDUSTRIELLEN NETZWERKEN, MITTELS DYNAMISCH STATISTISCHER METHODEN

VON

MIHAIL VOICU

1. Einführung

Dieser Aufsatz ist der dritte aus der Reihe, die in [1] angekündigt wurde.

Mit diesem Artikel wird die in [2] begonnene systematische Analyse durch die neue Festlegung des Verzerrungsbetriebes unter Berücksichtigung des Gesichtspunktes, daß der Verzerrungsbetrieb ein stochastischer Prozeß ist, fortgesetzt.

Im Folgenden wird eine Analyse der inneren stochastischen Störung $i_p(t)$ des verzerrenden Rezeptors (Abb. 1), formelle Ursache des Verzerrungsbetriebes [2], mittels dynamisch statistischer Methoden durchgeführt.

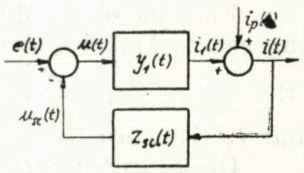


Abb. 1

2. Störung $i_p(t)$ als stochastischer Prozeß

2.1. Definition des Prozesses

Die Störung $i_p(t)$, eine Summe von Schmalbandrauschen [2]...[5] formelle Ursache des Verzerungsbetriebes, wird durch seine Bestandteile — die Oberschwingungen [2], analysiert.

Ein Oberschwingungsausdruck k-ter Ordnung, der mit den experimentellen Beobachtungen übereinstimmt und der gewöhnlich in der statistischen Dynamik für die Beschreibung der Schmalbandrauschen [3], [4], [6], gebraucht wird, ist die Reihe:

$$(1)\quad i_k(t) = \sum_{\mu=1}^{\infty} I'_{k\mu}\, \sigma\,(t-\tau_{k\mu}) e^{-\rho_k (t-\tau_{k\mu})} \sin k\omega_0\,(t-\tau_{k\mu}), \quad t \in R_+, \quad (k=2, 3, 4,...),$$

wobei $f_0 = \omega_0/2\pi$ die Grundfrequenz, ρ_k — eine reelle, positive und kleine Zahl durch die man die vorübergehenden Prozesse des Oberschwingungsgenerators berücksichtigt, $I'_{k\mu}$, $k\omega_0\tau_{k\mu}$ — die Amplitude und die Phase —

Zufallsvariable, $\sigma(t)$ — die Sprungfunktion, durch die man den Ablauf von einem Intervall der Zufallslänge $\| I_\mu \| = \tau_{k\mu}$, $\mu \in N$, zu den folgenden kennzeichnet, sind.

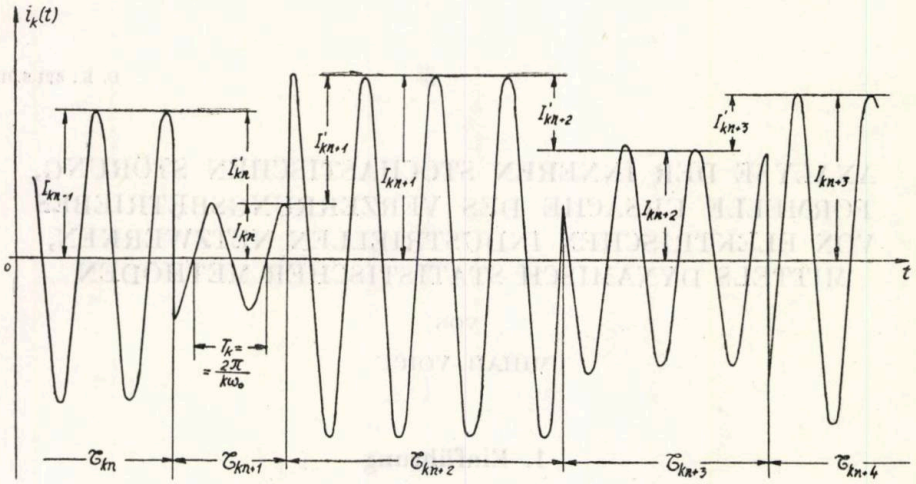


Abb. 2

Eine mögliche Musterfunktion des Prozesses $i_p(t)$ wird im Abb. 2 angegeben. Dabei gelten

$$I_{k1} = I'_{k1}, \quad I_{k\mu+1} = I_{k\mu} + I'_{k\mu+1}, \quad (\mu = 1, 2, 3, \ldots), \tag{2}$$

und $I_{k\mu}$ ist statistisch unabhängig von $I_{k\nu}$, $(\mu \neq \nu, \mu, \nu = 1, 2, 3, \ldots)$.

Die Störung $i_p(t)$, für eine endliche oder unendliche Zahl von Oberschwingungen, ist

$$i_p(t) = \sum_k i_k(t). \tag{3}$$

2.2. Analyse des Prozesses $i_k(t)$

Um das Leistungsdichte-Spektrum des Prozesses $i_k(t)$ auszurechnen wird die Gleichung (2) wie folgt umgebildet

$$i_k(t) = \sum_{\mu=1}^{\infty} I'_{k\mu} f_k(t - \tau_{k\mu}), \tag{4}$$

wobei

$$f_k(\theta) = \sigma(\theta)\, e^{-\rho_k \theta} \sin k\omega_0 \theta \tag{5}$$

ist, und darüber hinaus eine Reihe von Sprungfunktionen festgelegt

$$I_k(t) = \sum_{\mu=1}^{\infty} I'_{k\mu}\, \sigma(t - \tau_{k\mu}). \tag{6}$$

Für einen Filter mit der Übertragungsfunktion $sF_k(s)$, wobei

$$F_k(s) = \mathcal{L}\{f_k(\theta)\} \tag{7}$$

und dessen Eingangsgröße $I_k(t)$ ist, kann man schreiben

$$\mathcal{L}\{i_k(t)\} = sF_k(s)\,\mathcal{L}\{I_k(t)\}. \tag{8}$$

Das Leistungsdichte-Spektrum des stochastischen Prozesses $i_k(t)$ ist von der Form

$$\Phi_{i_k}(\omega) = \omega^2 F_k(j\omega) F_k(-j\omega)\,\Phi_{I_k}(\omega), \tag{9}$$

wobei, nach den Beziehungen (7) und (5),

$$F_k(j\omega) F_k(-j\omega) = \frac{k^2\omega^2}{(\omega^2 + a_k^2)(\omega^2 + a_k^{*2})}, \quad a_k = \rho_k + jk\omega_0,\ a_k^* = \rho_k - jk\omega_0 \tag{10}$$

und $\Phi_{I_k}(\omega)$ das Leistungsdichte-Spektrum des Prozesses $I_k(t)$ sind. Man nimmt an, daß der Prozeß $I_k(t)$ stationär und ergodisch ist.

2.3. Analyse des Prozesses $I_k(t)$

Eine Vorstellung des Prozesses $I_k(t)$, (s. Gl. (6)), kann diejenige sein die im Abb. 3 gezeichnet ist.

Dieser Prozeß muß unter der Berücksichtigung der Tatsache analysiert werden, daß die Amplituden und die Zahl der Abwechslungen der Funktion $I_k(t)$ in einem Zeitintervall τ Zufallsvariablen sind. Seien $G_k(I_k)$ und $W_k^{\tau}(\varkappa)$ die Verteilungsfunktionen der Variablen I_k und $\varkappa$.

Der Prozeß $I_k(t)$ kann durch die Wahrscheinlichkeitsfunktion $F_2(I_{k1}, t_1, I_{k2}, t_2)$, [9], [11], charakterisiert werden, die gleich mit der Wahrscheinlichkeit der Ereignismenge

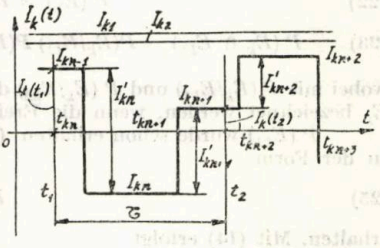


Abb. 3

$$E_k : \{ I_k(t_1) < I_{k1};\ I_k(t_2) < I_{k2} \} \tag{11}$$

ist, d.h.

$$F_2(I_{k1}, t_1, I_{k2}, t_2) = P(E_k), \tag{12}$$

wobei I_{k1}, I_{k2}, t_1, t_2 (Abb. 3) willkürliche Werte annehmen.

Weil der Prozeß $I_k(t)$ stationär ist, gilt

$$P(E_k) = F_2(I_{k1}, I_{k2}, \tau), \quad \tau = t_2 - t_1. \tag{13}$$

Die Ereignismenge E_k läßt sich in zwei disjunktiven Klassen von Ereignissen einteilen, und zwar in E_{k1}, für die kein τ_{kn} im Intervall $[t_1, t_2]$ eintritt (Abb. 4) und E_{k2}, für die mindestens ein τ_{kn} im Intervall $[t_1, t_2]$ eintritt (Abb. 5).

Diese beiden Mengen haben die Eigenschaften

$$P(E_{k1}) = W_k^{\tau}(\varkappa)\big|_{\varkappa=0} = w_k(\tau), \tag{14}$$

(15) $E_{k1} \cap E_{k2} = \emptyset$, (16) $E_{k1} \cup E_{k2} = \mathcal{J}$,

wobei $\emptyset$ die leere Menge und $\mathcal{J}$ die Menge der sicheren Ereignisse umfassen.

Für die Menge E_k kann man noch schreiben

(17) $E_k \cap \mathcal{J} = E_k$, (18) $E_k \cap E_{k1} \neq \emptyset$, (19) $E_k \cap E_{k2} \neq \emptyset$.

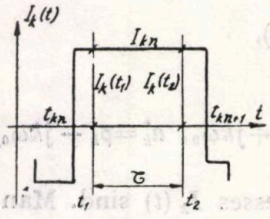


Abb. 4

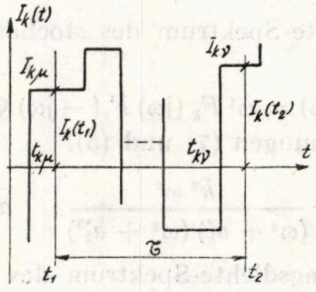


Abb. 5

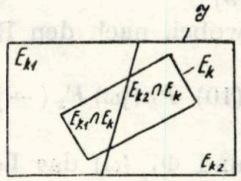


Abb. 6

Aus Abb. 6, einer graphischen Darstellung der Mengen E_k, E_{k1}, E_{k2}, $\mathcal{J}$, erzielt man

(20) $(E_k \cap E_{k1}) \cap (E_k \cap E_{k2}) = \emptyset$, (21) $E_k = (E_k \cap E_{k1}) \cup (E_k \cap E_{k2})$.

Aus den Gleichungen (20), (21) und (18), (19) erhält man

(22) $$P(E_k) = P(E_k \cap E_{k1}) + P(E_k \cap E_{k2}),$$

(23) $P(E_k \cap E_{k1}) = P(E_k/E_{k1})\, P(E_{k1})$, (24) $P(E_k \cap E_{k2}) = P(E_k/E_{k2})\, P(E_{k2})$

wobei mit $P(E_k/E_{k1})$ und $P(E_k/E_{k2})$ die bedingten Wahrscheinlichkeiten für die Ereignismenge E_k bezeichnet werden, wenn die Ereignismenge E_{k1} oder E_{k2} sicher eingetreten ist.

$P(E_{k1})$ wurde schon erhalten (s. Beziehung (14)); $P(E_{k2})$ wird aus der Beziehung (16) in der Form

(25) $$P(E_{k1}) + P(E_{k2}) = 1$$

erhalten. Mit (14) erfolgt

(26) $$P(E_{k2}) = 1 - w_k(\tau).$$

Mit Abb. 4 folgt für

(27) $$I_k(t_1) = I_1(t_2) = I_{kn},$$

(28) $$P(E_k/E_{k1}) = P([I_k(t_1) < I_{k1}]\,[I_k(t_2) < I_{k2}])|_{E_{k1}} =$$
$$= P([I_{kn} < I_{k1}]\,[I_{kn} < I_{k2}]) = P(I_{kn} < \min(I_{k1}, I_{k2})) = G_k(\min(I_{k1}, I_{k2})).$$

Entsprechend ergibt sich unter der Annahme, daß $I_{k\mu}$ und $I_{k\nu}$, mit $\mu \neq \nu$, statistisch unabhängig sind, mit Abb. 5 für $P(E_k/E_{k1})$:

(29) $$P(E_k/E_{k2}) = P([I_k(t_1) < I_{k1}]\,[I_k(t_2) < I_{k2}])|_{E_{k2}} =$$
$$= P([I_{k\mu} < I_{k1}]\,[I_{k\nu} < I_{k2}]) = P([I_{k\mu} < I_{k1}])\, P([I_{k\nu} < I_{k2}]) = G_k(I_{k1})\, G_k(I_{k2}).$$

Die Beziehungen (13), (14), (22) ... (24), (26), (28), (29) bedingen für die Wahrscheinlichkeitsfunktion

(30) $$F_2(I_{k1}, I_{k2}, \tau) = w_k(\tau)\, G_k(\min(I_{k1}, I_{k2})) + [1 - w_k(\tau)]\, G_k(I_{k1})\, G_k(I_{k2}).$$

2.4. Autokorrelationsfunktion des Prozeßes $I_k(t)$

Die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion des Prozeßes $I_k(t)$ wird damit zu

$$\begin{aligned}\rho_2(I_{k1}, I_{k2}, \tau) &= \frac{\partial^2}{\partial I_{k1}\,\partial I_{k2}} F_2(I_{k1}, I_{k2}, \tau) = \\ &= w_k(\tau)\{g_k'(\min(I_{k1}, I_{k2}))\,\sigma(I_{k2} - I_{k1})\,\sigma(I_{k1} - I_{k2}) + \\ &+ g_k(\min(I_{k1}, I_{k2}))\,\delta(I_{k1} - I_{k2})\} + [1 - w_k(\tau)]\,g_k(I_{k1})\,g_k(I_{k2})\end{aligned} \tag{31}$$

festgelegt, wobei

$$g_k(I_k) = \mathrm{d}G_k(I_k)/\mathrm{d}I_k\,, \quad g_k'(I_k) = \mathrm{d}g_k(I_k)/\mathrm{d}I_k\,, \tag{32}$$

δ und σ die Impuls- und Sprungfunktionen sind.

Die Funktion $\min(I_{k1}, I_{k2})$ und ihre Ableitungen sind folgendermassen festgelegt:

$$\min(I_{k1}, I_{k2}) = \begin{cases} I_{k1} \text{ für } I_{k1} \leqslant I_{k2}\,, \\ I_{k2} \text{ für } I_{k1} \geqslant I_{k2}\,, \end{cases} \tag{33}$$

und im Abb. 7 dargestellt.

Die Autokorrelationsfunktion ist

$$\varphi_{I_k}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} I_{k1}\,I_{k2}\,\rho_2(I_{k1}, I_{k2}, \tau)\,\mathrm{d}I_{k1}\,\mathrm{d}I_{k2}\,.$$

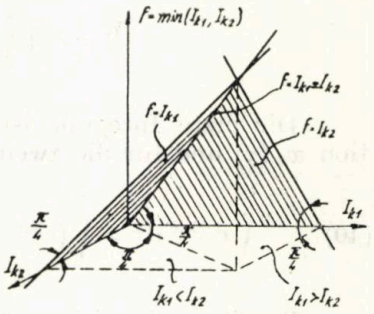


Abb. 7

Weil $\rho_2(I_{k1}, I_{k2}, \tau)$ drei Ausdrücke enthält, ergibt sich, daß $\varphi_{I_k}(\tau)$ aus drei Integralen gebildet werden wird. Seien J_1, J_2, J_3 diese drei Integralen in derselben Ordnung in Vergleich zu (31).

Insofern

$$\sigma(I_{k1} - I_{k2})\,\sigma(I_{k2} - I_{k1}) = \begin{cases} 0, \text{ für } I_{k1} \neq I_{k2}\,, \\ 1, \text{ für } I_{k1} = I_{k2}\,, \end{cases} \tag{34}$$

ergibt sich sofort, daß

$$J_1 = 0. \tag{35}$$

ist.

Bei der Ausrechnung der Integrale J_2 werden die Eigenschaften der Impulsfunktion berücksichtigt und zwar

$$\begin{aligned}J_2 &= w_k(\tau)\int_{-\infty}^{\infty} I_{k2}\left\{\int_{-\infty}^{\infty} I_{k1}\,g_k(\min(I_{k1}, I_{k2}))\,\delta(I_{k1} - I_{k2})\,\mathrm{d}I_{k1}\right\}\mathrm{d}I_{k2} = \\ &= w_k(\tau)\int_{-\infty}^{\infty} I_{k2}\{I_{k2}\,g(\min(I_{k2}, I_{k2}))\}\,\mathrm{d}I_{k2} = w_k(\tau)\int_{-\infty}^{\infty} I_{k2}^2\,g(I_{k2})\,\mathrm{d}I_{k2} = w_k(\tau)\,\widetilde{I_k^2}\,.\end{aligned} \tag{36}$$

Die Integrale J_3 wird einfach ausgerechnet:

$$(37) \qquad J_3 = [1 - w_k(\tau)] \int_{-\infty}^{\infty} I_{k1}\, g_k(I_{k1})\, dI_{k1} \int_{-\infty}^{\infty} I_{k2}\, g_k(I_{k2})\, dI_{k2} = [1 - w_k(\tau)]\, (\tilde{I}_k)^2.$$

Die Autokorrelationsfunktion hat also die Gestalt:

$$(38) \qquad \varphi_{I_k}(\tau) = \tilde{I}_k^2\, w_k(\tau) + (\tilde{I}_k)^2\, [1 - w_k(\tau)],$$

wobei $\tilde{I}_k$ und $\tilde{I}_k^2$ die lineare und quadratische Mittelwerte von I_k sind.

2.5. Leistungsdichte-Spektrum des Prozeßes $I_k(t)$

Das Leistungsdichte-Spektrum $\Phi_{I_k}(\omega)$ ist gemäß seiner Definition

$$(39) \qquad \Phi_{I_k}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \varphi_{I_k}(\tau)\, e^{-j\omega\tau}\, d\tau = \\ = [\tilde{I}_k^2 - \tilde{I}_k^2] \int_{-\infty}^{\infty} w_k(\tau)\, e^{-j\omega\tau}\, d\tau + \tilde{I}_k^2 \int_{-\infty}^{\infty} e^{-j\omega\tau}\, d\tau.$$

Die erste Integrale ist die Fourier—Transformierte der Funktion $w_k(\tau)$ und für die zweite kann man schreiben:

$$(40) \qquad \int_{-\infty}^{\infty} e^{-j\omega\tau}\, d\tau = \int_{0}^{\infty} (e^{j\omega\tau} + e^{-j\omega\tau})\, d\tau = 2 \int_{0}^{\infty} \cos \omega\tau\, d\tau = 2\pi\delta(\omega).$$

Damit ergibt sich

$$(41) \qquad \Phi_{I_k}(\omega) = [\tilde{I}_k^2 - \tilde{I}_k^2]\, W_k(j\omega) + 2\pi\tilde{I}_k^2\, \delta(\omega).$$

2.6. Leistungsdichte-Spektrum der Störung $i_p(t)$

Das Leistungsdichte-Spektrum der Störung $i_p(t)$ wird mit den Beziehungen (3,) (9), (10), (41) unter der Annahme, daß die Prozesse $I_k(t)$, $(k = 2, 3, \ldots, m)$, voneinander statistisch unabhängig sind, folgendermassen geschrieben:

$$(42) \qquad \Phi_{i_p}(\omega) = \sum_{k=2}^{m} \frac{k^2 \omega_0^2\, \omega^2\, \{[\tilde{I}_k^2 - \tilde{I}_k^2]\, W_k(j\omega) + 2\pi\tilde{I}_k^2\, \delta(\omega)\}}{(\omega^2 + a_k^2)\, (\omega^2 + a_k^{*2})}.$$

3. Beispiel

Die Zufallsvariable I_k ist zwischen $-I_{km}$ und I_{km} gleichmässig verteilt. Die Verteilungsfunktion hat in diesem Fall die Gestalt:

$$(43) \qquad G_k(I_k) = \begin{cases} 0 & \text{für} \quad I_k \leqslant -I_{km}, \\ \frac{1}{2}\left(\frac{I_k}{I_{km}} + 1\right) & \text{für} \quad -I_{km} < I_k < I_{km}, \\ 1 & \text{für} \quad I_k \geqslant I_{km}. \end{cases}$$

Die diskrete Zufallsvariable $\varkappa$ hat eine Poisson-Verteilungsfunktion [6], für die man schreibt:

$$W_k^{\tau}(\varkappa) = \sum_{i=0}^{\varkappa} \frac{\nu_k |\tau|^i}{i!} e^{-\nu_k |\tau|}, \quad (\varkappa = 0, 1, 2, \ldots), \tag{44}$$

wobei mit Abb. 3

$$\nu_k = \lim_{q \to \infty} \frac{q}{t_{kn+q} - t_{kn}} \tag{45}$$

ist und die mittlere Frequenz der Abwechslungen der Funktion $I_k(t)$ darstellt.

Gemäß der Gleichung (14) kann man schreiben:

$$w_k(\tau) = W_k^{\tau}(\varkappa)\big|_{\varkappa=0} = e^{-\nu_k |\tau|}. \tag{46}$$

Der lineare Mittelwert I_k der Variablen I_k ist offenkunding Null. Der quadratische Mittelwert ist:

$$\widetilde{I_k^2} = \int_{-I_{km}}^{I_{km}} I_k^2 \, dG_k = \int_{-I_{km}}^{I_{km}} \frac{I_k^2}{2I_{km}} \, dI_k = \frac{1}{3} I_{km}^2. \tag{47}$$

Für die Fourier-Transformierte der Funktion (46) gilt:

$$W_k(j\omega) = \frac{2\nu_k}{\omega^2 + \nu_k^2}. \tag{48}$$

Das Leistungsdichte-Spektrum des Prozesses $i_p(t)$ wird folgendermassen geschrieben:

$$\Phi_{i_p}(\omega) = \frac{2}{3} \sum_{k=2}^{m} \frac{\nu_k I_{km}^2 k^2 \omega_0^2 \omega^2}{(\omega^2 + a_k^2)(\omega^2 + a_k^{*2})(\omega^2 + \nu_k^2)}. \tag{49}$$

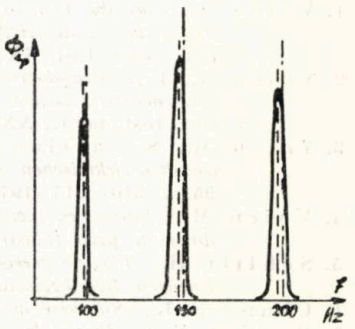


Abb. 8

Man bemerkt, daß das im Falle der Betrachtung des Verzerrungsbetriebes als stochastischer Prozeß ermittelte Spektrum (Abb. 8), im Vergleich zu dem Spektrum vom Abb. 5, [1], nicht diskret, sondern kontinuierlich ist und die Maximalwerte des kontinuierlichen Spektrums etwas nach kleineren Frequenzen hin verschoben sind. Darüber hinaus zeigt der vom Nenner des Summandes der Gleichung (49) eigene Ausdruck, nämlich $(\omega^2 + a_k^2)(\omega^2 + a_k^{*2}) \times (\omega^2 + \nu_k^2)$ an, daß das kontinuierliche Spektrum als eine Summe von Schmalbandrauschen charakterisiert werden kann.

4. Schlußfolgerungen

Auf Grund der Resultate von [1], [2] analysiert man die innere Störung des elektrischen industriellen Netzwerkes, Ursache des Verzerrungsbetriebes, bis zur allgemeinen Ermittlung des Leistungsdichte-Spektrums mittels dynamisch statistischer Methoden. Spektralerweise zeigt man das die innere Störung eine Summe von Schmalbandrauschen ist. Jeder Bestandteil der Summe stellt eine Oberschwingung dar.

Zum Unterschied vom deterministischen Gesichtspunkt, dem gemäß der Verzerrungsbetrieb durch ein nur für das ganzzahlige Vielfache der Grundfrequenz nichtnulles diskretes Spektrum charakterisiert wird, zeichnet der statistische Gesichtspunkt, der durch physisch beobachtbare An-

nahmen voraussetzt, daß die Amplituden und die Phasen der Oberschwingungen Zufallsvariablen sind, im Verzerrungsbetrieb spektralerweise auch die Anwesenheit der anderen gesetzlich bestimmten Frequenzen als nur ganzzahligen Vielfachen der Grundfrequenz aus.

Unter besonderen Umständen enthalten die als Schmalbandrauschen betrachteten Oberschwingungen keine gemeinsamen Frequenzen. Das heißt, daß die Lösung des Einschränkungsproblems für jede Oberschwingung separat durchgeführt werden darf.

Eingegangen am 27. August 1975

Technische Hochschule, Jassy,
Lehrstuhl für Elektroenergieanwendung
und Regelungstechnik

LITERATURVERZEICHNIS

1. Voicu M., *Über die Entwurfsvoraussetzungen der für die Dämpfung des Verzerrungsbetriebes von industriellen elektrischen Netzwerken bestimmten Resonanzfilter.* Bul. Inst. polit. Iaşi, XX (XXIV), *3—4*, s. III, 83 (1975).
2. Voicu M., *Verzerrungsbetrieb als stochastischer Prozeß. Die Allgemeine äquivalente Schaltung des elektrischen industriellen Netzwerkes, Unterlage des Verzerrungsbetriebes.* Bul. Inst. polit., XXII (XXVI), *3—4*, s. III, 45 (1976).
3. Voicu M., Sebastian L., *Analyse des Verzerrungsbetriebes von industriell angewandten elektrischen Netzwerken mittels dynamisch statistischer Methoden.* ETZ—A, 95, *6*, 310—315 (1974).
4. Voicu M., *Asupra compensării optimale a regimului deformant din reţelele electrice industriale prin folosirea unor filtre Wiener autoadaptive.* Diss., TH Jassy, 1974.
5. Schlitt H., *Theorie geregelter Systeme. Stochastische Vorgänge in linearen und nichtlinearen Regelkreisen.* Vieweg u. Sohn, Braunschweig, 1968.
6. Chang S. L., *Synthèse des systèmes de commande optimale.* Dunod, Paris, 1966.
7. Bendat S. J., *Principles and Applications of Random Noise Theory.* J. Willey a. Sons, New York, Chapman a. Hall Ltd., London, 1958.
8. Papoulis A., *Probability Random Variables and Stochastic Processes.* McGraw Hill, New York, 1965.
9. Solodovnikov V. V., *Dynamique statistique des systèmes linéaires de commande automatique*, (aus Russisch übersetzt). Dunod, Paris, 1965.
10. Korn G. A., *Simularea şi măsurarea proceselor aleatoare*, (aus Engl. übersetzt). Ed. Tehn., Buc., 1969.
11. Föllinger O., Sifling G., *Stochastische Regelungssysteme.* Vorlesung, Universität Karlsruhe, WS 1972/73.
12. Mihoc G., Micu N., *Introducere în teoria probabilităţilor.* Ed. Tehn., Buc., 1970.

ANALIZA PERTURBAŢIEI STOCHASTICE INTERNE, CAUZĂ FORMALĂ A REGIMULUI DEFORMANT, FOLOSIND METODELE DINAMICII STATISTICE

(Rezumat)

Se efectuează o analiză a regimului deformant, privit ca proces stochastic, cu ajutorul dinamicii statistice. Se obţine, în final, densitatea spectrală a perturbaţiei stochastice interne, cauză formală a regimului deformant şi se pun în evidenţă rezultatele noi obţinute prin aplicarea metodelor dinamicii statistice.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
Tomul XXIII (XXVII), Fasc. 3—4, 1977
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ
ELECTRONICĂ-AUTOMATIZĂRI

D. K. 621-83

MODELLIERSTAND FÜR DIE ERARBEITUNG DER MECHANISCHEN CHARAKTERISTIKEN VON ELEKTRISCHEN ANTRIEBSSYSTEMEN

VON

MIRCEA DIACONESCU

1. Einführung

Die Kompliziertheit elektrischer Antriebssysteme wegen der großen Mannigfaltigkeit der Arbeitsmaschinen und der diesen eigentümlichen Parametern, sowie die äußerst umständlichen analytischen Berechnungen, die häufig mit verfahrenstechnischen Annäherungen behaftet sind, bedingen die Notwendigkeit, die theoretischen Studien und Berechnungen, die für viele Antriebssysteme angestellt werden, nach Möglichkeit auch von experimenteller Untersuchung begleiten zu lassen.

Das Problem der experimentellen Untersuchung beansprucht seinerseits den Aufbau physischer Modelle, die das wirkliche Antriebssystem möglichst getreu vorbilden sollen; es sollen Möglichkeiten der Anpassung an die verschiedensten Verhältnisse sowie ausserdem der genauesten Messung der ins System eingreifen den Größen und Parameter bestehen.

Im Sinne obiger Ausführungen wurde der hier beschriebene Modellierstand zur Erarbeitung der mechanischen Charakteristiken von elektrischen Antriebssystem entwickelt. Er kann mit einigen wenigen Abänderungen den ganzen Bereich der in der Technik begegneten Kräfte, sowie den ganzen Bereich mechanischer Charakteristiken umfassen. Wie man

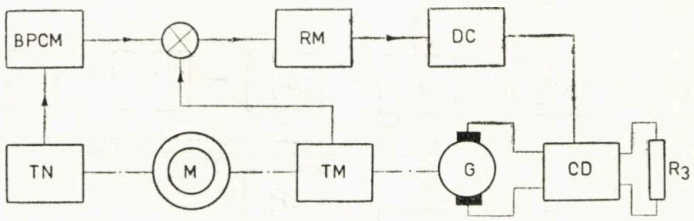


Abb. 1

sehen wird, läßt sich bei der Auswahl einer genug großen Zahl von Punkten zur Beschreibung der Charakteristik stets eine befriedigende Genauigkeit erzielen. Das Blocksystem der Anlage liegt in Abb. 1 vor. Es bedeuten: *BPCM* — Block zur Vorschreibung der mechanischen Charakteristik, *RM* — Drehmomentregler, *DC* — Vorrichtung zur Thyristoren Steuerung, *TN* — numerischer Tachymeter, *TM* — Drehmomentgeber, *CD* —

direkter Gleichspannungsumformer, M — Versuchsmotor, G — Belastungsgenerator, R_3 — Belastungswiderstand für den Generator.

Die Arbeitsmaschine wird durch einen Belastungsgenerator G_s ersetzt welcher mittels eines Direkt-Gleichspannungsumformers mit Thyristoren aufgeladen wird. Die Form der mechanischen Charakteristik der Arbeitsmaschine, $M = f(n)$, wird vom Block zur Vorschreibung der mechanischen Charakteristik *BPCM* auferlegt (programmiert) welcher die wirkliche Geschwindigkeit mittels des numerischen Tachymeters *TN* kontrolliert und in Abhängigkeit von dieser Geschwindigkeit am Ausgang eine Größe liefert, welche dem im Programm eingeschriebenen Drehmoment (M_i) entspricht. Das wirkliche Drehmoment (M_i) wird vom Drehmomentgeber *TM* kontrolliert. Das Fehlersignal ($M_i - M_r$) ist in den Drehmomentregler *RM* eingeführt. Das Ausgangssignal aus dem Drehmomentregler wird dem Steuerblock der Umformerthyristoren aufgegeben; auf diese Weise wird die Aufladung des Belastungsgenerators im Sinne der Annullierung der Differenz modifiziert, welche zwischen dem wirklichen und dem für die betreffende Geschwindigkeit programmierten Belastungsdrehmoment erscheinen könnte.

2. Der Block zur Programmierung der mechanischen Charakteristik

Er arbeitet nach dem Blockschema aus Abb. 2, in welchem die folgenden Bezeichnungen verwendet wurden: *Osc* — Oszillator, *CI*1 — Unterteilungskreis, *CF*2 — Bildungskreis, *CI*2 — Unterteilungskreis, *P*2 — Pfortenkreis, *A* — Summier-Verstärker, *CF*1 — Bildungskreis, *TN* — Umdrehungsgeber, *P*1 — Stromkreis Hauptpforte, *N* — Zähler, *M* — Gedächtnis, *CP*1 ... *CP*32 — Vorschreibungskreisläufen.

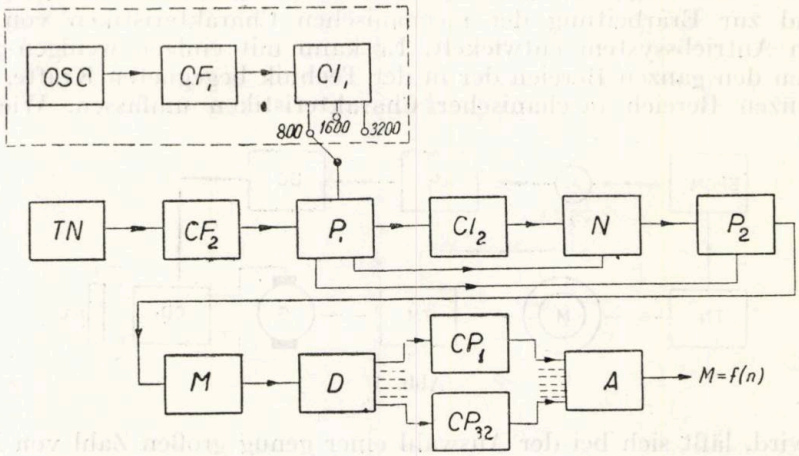


Abb. 2

Der numerische Umdrehungsgeber *TN* liefert Impulse, deren Frequenz der Motorenumdrehungszahl proportional ist. Die Impulsefront bildet sich mit Hilfe des Bildungskreises *CF*2 und ist am Eingang des Strom-

kreises Pforte *P*1 aufgegeben. Periodisch ist der Zugang dieser Impulse durch den Pfortenkreis zum Unterteilungskreis *CI*2 gestattet. Die Durchgangsdauer der Impulse durch den Pfortenkreis *P*1 wird von der Zeit zwischen zwei vom Testungsblock gelieferten Impulsen gegeben ; der Testungsblock wird vom Oszillator *Osc*, dem Bildungskreis *CF*1 und dem Unterteilungskreis *CI*1 gebildet. Der Testungsblock ist dergestallt aufgebaut, daß er das Funktionieren der Anlage in drei Drehzahlbereichen gestattet, wobei die Höchstdrehung 800, 1 600 oder 3 200 U/Min betragen kann.

Nach Durchlaufen des Unterteilungskreises *CI*2 werden die vom numerischen Umdrehungsgeber *TN* stammenden Impulse vom Zähler *N* in der Zeit, in welcher die Pforte *P*1 offen ist ausgezählt. Nach Unterbrechung des Zutrittes der Impulse vom Tachymeter durch die Pforte *P*1 wird der Auftrag zur Öffnung von Pforte *P*1 erteilt und die im Zähler gespeicherte Information wird übertragen und bis zu einer neuen Gedächtnistestung *M* aufbewahrt. Nach dem Schließen der Pforte *P*2 gibt ein anderer Stromkreis, der in die Zusammensetzung der Pforte *P*1 eingeht, einen Löschimpuls des Zählers *N* der so für eine neue Testung vorbereitet wird.

Die im Gedächtnis gespeicherte (der Geschwindigkeit des Antriebssystems proportionale) Information wird vom Dekodierer *D* entschlüßelt und den Vorschreibungskreislaufen *CP*1 ... *CP*32 übermittelt. Bei einem bestimten Zustand des Gedächtnisses öffnet sich nur einer der 32 Vorschreibungskreise und eine das bei der gegeben Geschwindigkeit programmierte Drehmoment vorstellende Spannung wird dem Summierverstärker *A* übertragen wonach sie an den Blockausgang *BPCM* gelangt.

Der numerische Drehzahlgeber ist photoelektrisch vom Typus Schlitzscheibe und liefert 400 Impulse je Drehung.

Unter diesen Bedingungen, wenn das Antriebssystem, an welches der Geber angelegt ist, sich mit 3 200 U/Min dreht, ist die Frequenz der vom Geber anlangenden Impulse gleich :

$$\frac{3\,200 \cdot 400}{60} = 21\,333{,}33 \text{ Hz.}$$

Zieht man in Betracht, daß der Zähler *N* die Kapazität 32 besitzt und der Unterteilungskreis *CI*2 die Teilung durch 4 durchführt, dann ergibt sich, daß die Testung mit folgender Frequenz anzustellen ist :

$$f_{3\,200} = \frac{21\,333{,}33}{32 \cdot 4} = 166{,}66 \text{ Hz.}$$

In gleicher Weise $f_{1\,600} = 83{,}33$ Hz und $f_{800} = 41{,}66$ Hz.

Unter Berücksichtigung obiger Ausführungen wie auch einiger baulichen Gesichtspunkte wurde der Oszillator *Osc* bei Frequenz $f_{osc} = 1\,333$ Hz eingestellt, wonach der Kreis (*CI*1) die Teilung durch 8, 16 bzw. 32 durchführt.

Der eigentliche Aufteilungsstromkreis wird durch Kaskadenschaltung von fünf Bistabilen mit gemeinsamem Eingang aufgebaut, wobei der Ausgang nach den Bistabilen *3*, *4* oder *5* genommen kann.

Das Testungszeitmaß der Drehzahl beträgt 15 Hz und wird von einem Oszillator ein Einschichtentransistor gesichert.

Die Pfortenkreise sind vom Typus UND mit Transistoren, die an andere Stromkreise gekoppelt sind, welche die Übermittlung der Information und das Löschen der Zähler sichern.

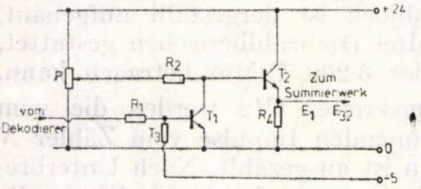


Abb. 3

Der Dekodierer ist eine Diodenmatrix. Es wird der „Null"-Zustand entschlüßelt.

Das Gedächtnis wird durch Trigger realisiert.

Jeder der Vorschreibungskreise wird nach dem Schema in Abb. 3 geschaltet. Abgesehen vom Transistor T_1 ist Transistor *2* als Repeter am Emitter montiert; die am Potentiometer P angelegte Spannung wird also praktisch gesammelt und am Ausgang auch dem Summierer übermittelt. Der Transistor T_1 arbeitet im Umschaltungsbetrieb. Erhält er vom Dekodierer das Signal „null", dann ist er blockiert, der Kollektor—Emiter-Strom ist null und seine Anwesenheit beeinflußt das Schema keineswegs. Ist das von dem Dekodierer angelegte Signal „eins", dann ist der Transistor T_1 stark gesättig, legt an das Nullpotential die Basis des Transistors T_2 und der Strom in T_2 sowie folglich auch die Ausgangsspannung sind null. Auf diese Weise liefert in jedem Moment nur einer der Vorschreibkreise am Ausgang eine von Null verschiedene Spannung, welche Spannung vom Summier-Verstärker übernommen wird.

Der Summier-Verstärker ist mit den 32 Vorschreibkreisen gekoppelt und sichert die Leistungsverstärkung des Signals, wobei die Amplitudenverstärkung einheitlich ist.

3. Der Drehmoment-Geber und -Regler

Der Drehmoment-Geber ist vom Torsiometer-Typ. Durch die Verwendung eines Spezialstahls wie auch dank der Form der eigentlichen Achse wurde ein gutes Verhalten derselben auch bei dynamischem Betrieb gesichert. Die eigentliche Messung der Drehung geschieht auf photoelektrischem Wege.

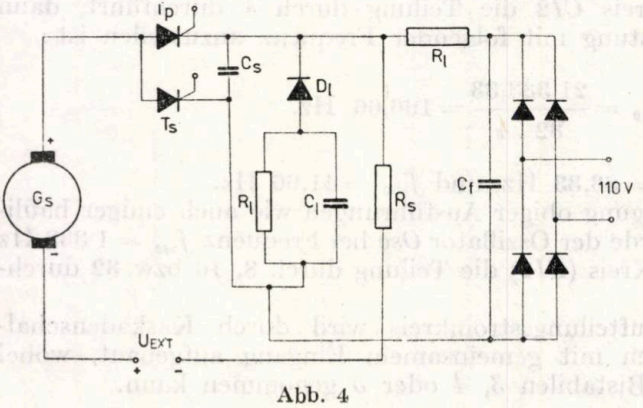


Abb. 4

Der Moment-Regler ist als üblicher Regler von proportional-integralem Verhalten gebaut.

4. Der Direkt-Gleichspannungs-Umformer

Ist nach dem Schema in Abb. 4 aufgebaut. Es ist dies ein übliches Schema aus der Kategorie der Vorrichtungen

mit getrennter Speisung für die Aufladung des Löschkondensators und arbeitet bei der Frequenz von 300 Hz. Die Gruppe $R_1 C_1 D$ beschränkt die umgekehrte Aufladung des Löschkondensators C_s, welche wegen der Induktivität der Rotorwicklung des Belastungsgenerators auftritt.

Die äussere Spannungsquelle U_{ext} wird nur dann eingeschlossen, wenn das System bei niedrigen Geschwindigkeiten funktioniert und es nötig ist ein großes Bremsmoment zu erhalten oder im besondern zur Modellierung des Startmomentes. In diesen Fällen funktioniert die Gleichstrommaschine G_s im Bremsbetrieb durch umgekehrte Schaltung.

5. Der Block für die Thyristorensteuerung

Dieser Block arbeitet nach dem Schema in Abb. 5. Die Betriebsfrequenz des Choppers stellt man durch Reglung des Konstantstrom-Generators T_1 mittels des Halbregelwiderstandes R_1 ein. Am Kondensator C_1 erhält man Sägezahn-Impulse. Die periodische Entladung des Kondensators C_1 wird durch den Thyristor Tr besorgt.

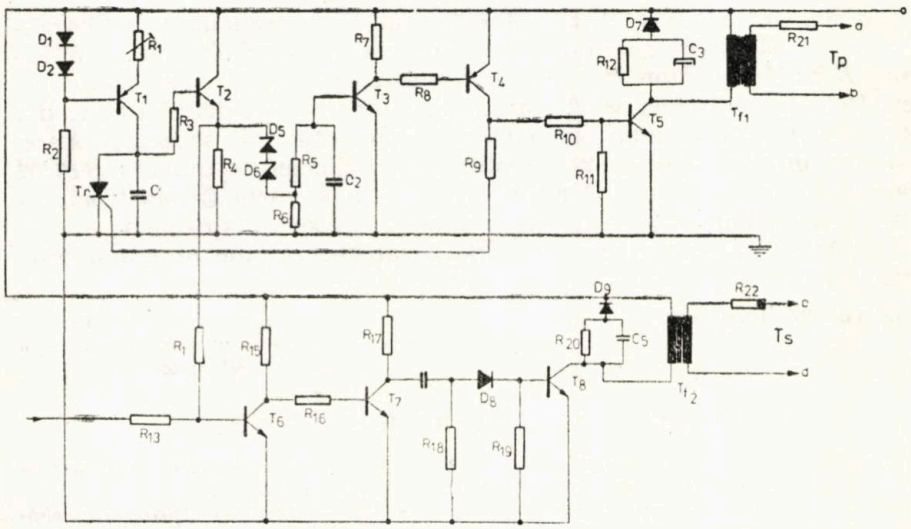


Abb. 5

Die ansteigende Front des aus T_2 abgenommenen Impulses wird mit der Spannung verglichen, welche vom Momentregler stammt und bei der Koinzidenz bilden die Transistoren $T_6\ T_7\ T_8$ den Steuerimpuls für den Lösch-Thyristor des Choppers.

Die absteigende Front durch $T_3\ T_4\ T_5$ wird als Steuerimpuls des Hauptthyristors gebildet.

6. Versuchsergebniße. Schlußfolgerungen

An dem oben beschriebenen Stand wurde eine Reihe von Modellierungen der mechanischen Charakteristiken von elektrischen Antriebssystemen ausgeführt. Auf Abb. 6 *a*, *b* sind zwei solche Charakteristiken dargestellt.

Da der Betrieb in Geschloßenem Kreislauf nach dem Moment-Algorithmus abläuft, sichert das Schema eine stets befriedigende Genauigkeit.

Bei Großleistungen kann das Schema mit Energierückgewinnung

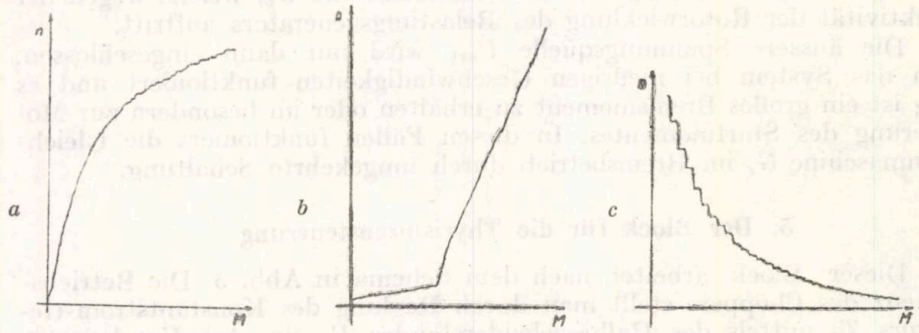


Abb. 6

arbeiten und in diesem Fall wird an Stelle des Widerstandes R_s ein Gleichstromnetz von passender Spannung eingeschaltet.

Das Schema kann auch zur Modellierung der mechanischen Charakteristiken von Elektromotoren dienen. In diesem Falle schaltet man an den Eingang *BPCM* den Momentgeber über einen analogen numerischen Umformer. Der Momentregler wird zum Drehzahlregler; an den Ausgang des Choppers aber schaltet man einen Gleichstrommotor mit separater Anregung dessen mechanische Charakteristik nach Belieben mittels des *BPCM* programmiert werden kann. Der Chopper wird aus einem Gleichstromnetz gespeist, dessen Parameter dem verwendeten Motor entsprechen.

Auf Abb. 6 *c* wird diese Betriebsart vorgeführt; die programmierte und erhaltene Charakteristik ist vom Serientypus.

Eingegangen am 27. April 1977

Technische Hochschule, Jassy
Lehrstuhl für Elektroenergieanwendungen und Regelungstechnik

LITERATURVERZEICHNIS

1. Diaconescu M., *Studii privind determinarea principalilor parametri ai sistemelor de acţionare electrică*. Dokt. Diss., Techn. Hochschule, Jassy, 1974.
2. Diaconescu M., *Einrichtung zur physikalischen Modellierung von Betriebsarten elektrischer Antriebsysteme*. Bul. Inst. polit. Iaşi, XX (XXIV), *3—4*, s. III (1975).
3. Arhip M., *Aplicaţii ale teoriei reglării combinate la un sistem de simulare a proceselor dinamice rapide*. Das 2.te Konferenz der Elektriker, Bukarest, 1969.

STAND PENTRU MODELAREA CARACTERISTICILOR MECANICE ALE SISTEMELOR DE ACŢIONARE ELECTRICĂ

(Rezumat)

Se descrie o instalaţie pentru modelarea caracteristicilor mecanice ale sistemelor de acţionare electrică. Instalaţia este constituită dintr-un bloc de prescriere a caracteristicilor mecanice care, funcţie de viteza reală a motorului de acţionare, furnizează la ieşire un semnal corespunzător cuplului înscris în program pentru turaţia respectivă, un generator de sarcină şi un sistem de încărcare a generatorului de sarcină. Pentru sesizarea vitezei şi cuplului motor se folosesc un traductor numeric de viteză, respectiv un traductor torsiometric de cuplu.

După descrierea funcţionării instalaţiei, cu detalierea unor părţi constructive, se exemplifică funcţionarea cu o serie de caracteristici mecanice programate şi ridicate experimental.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAȘI
Tomul XXIII (XXVII), Fasc. 3—4, 1977
Secția III
ELECTROTEHNICĂ
ELECTRONICĂ AUTOMATIZĂRI

C. Z. 621.316.717

REGLAREA FRÎNĂRII CU CONDENSATOARE A MOTORULUI ASINCRON TRIFAZAT

DE

MIRCEA OPRIȘOR

1. Introducere

În literatura de specialitate se remarcă interesul pe care îl trezește în ultimii ani, în multe țări, frînarea cu condensatoare a motorului asincron. Într-o altă lucrare [1] sînt analizate soluțiile de conectare a condensatoarelor la statorul motorului asincron [2] ... [4] și se ajunge la concluzia că în practică prezintă un mai mare interes schema cu rezistențe suplimentare înseriate cu condensatoarele. Tot acolo este stabilită ecuația practică generalizată a caracteristicii mecanice a mașinii asincrone avînd tensiuni și frecvențe variabile în stator:

$$M_f = \frac{2M_k \Phi_1^2 (1+\gamma)}{\frac{\delta s_k}{\rho_2 s_f} + \frac{\varepsilon \rho_2 s_f}{s_k} + 2\gamma}, \tag{1}$$

care rămîne valabilă și la frînarea cu condensatoare. În absența rezistențelor suplimentare din rotor (R_{2S}) se obține:

$$\rho_2 = \frac{r_2}{r_2 + R_{2S}} = 1 \tag{2}$$

iar pentru condiții nominale de alimentare rezultă:

$$\lambda = 1 - \frac{n}{\Phi_1 n_{0N}} = s \tag{3}$$

și

$$\Phi_1 = \frac{f_1}{f_{1N}} = 1, \tag{4}$$

pentru care:

$$\delta = \frac{1}{\Phi_1^2}\left[1 - \frac{1-\Phi_1^2}{1+(r_1/x_1)^2}\right] = 1 \tag{5}$$

și

$$\varepsilon = \left[1 - \frac{1-\Phi_1^2}{1+(r_1/\sigma x_1)^2}\right] = 1,$$

în care σ este coeficientul total de dispersie. Cu condițiile (2) ... (6) se ajunge la cunoscuta expresie stabilită de K l o s s:

$$M = \frac{2M_k (1+\gamma)}{s_k/s + s/s_k + 2\gamma},$$

care reprezintă astfel un caz particular al ecuației (1).

În prezenta lucrare sînt analizate posibilitățile de reglare ale acestui mod de frînare. Încercările experimentale pe o mașină de tip ASI 112 M 28-2, de 4 kW, 3 000 rot/min, cu $I_{1N} = 8{,}19$ A, $M_N = 11{,}35$ Nm și tensiunea pe fază $U_{1N} = 220$ V, au fost efectuate numai în domeniul subsincron, acesta prezentînd o importanță practică deosebită. Toate caracteristicile din prezenta lucrare sînt obținute pe cale experimentală, cuplul fiind determinat prin metoda dinamului tarat.

2. Frînarea de menținere

În funcție de tipul mașinii de lucru, de mărimea cuplului de frînare și de necesitățile de exploatare, viteza poste fi menținută constantă în regim sub- sau suprasincron, frînarea cu condensatoare acoperind domeniile frînării dinamice și recuperative.

Reglarea, fie pentru modificarea valorii constante a vitezei, fie pentru urmărirea variațiilor cuplului potențial aplicat pe arborele mașinii, realizează modificarea cuplului de frînare după o lege care asigură un cuplu dinamic, mediu în timp, de valoare nulă.

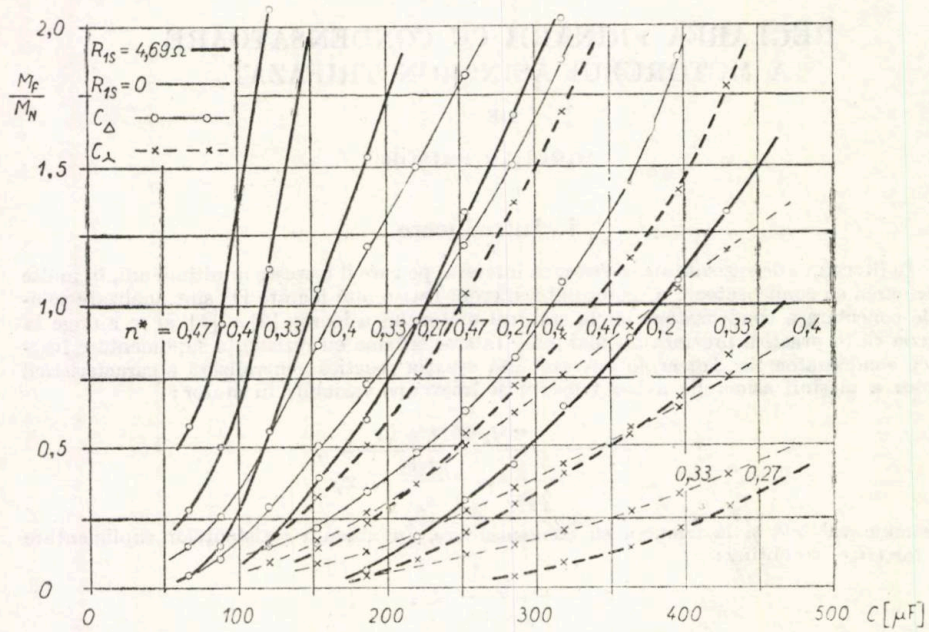


Fig. 1. — Caracteristicile de reglaj ale cuplului la frînarea de menținere; parametrii variabili — capacitatea C și rezistența statorică suplimentară R_{1S}. Condensatoarele sînt conectate în triunghi (linie plină) sau în stea (linie întreruptă).

Cuplul de frînare crește (fig. 1) odată cu capacitatea condensatoarelor conectate pe o fază, C; același rezultat se obține și prin comutarea lor din stea în triunghi. Creșterea este mai rapidă la viteze mărite și în special la schema în triunghi unde capacitatea necesară este minimă. Acest fapt este consecința mai puțin a creșterii relativ mici a tensiunii la bornele motorului și mai mult a creșterii curentului primar I_{1f}, deci a creșterii pierderilor de energie din stator și implicit din rotor.

Cuplul de frînare crește odată cu rezistența înseriată în circuitul statoric R_{1S} atît timp cît curentul primar limitat de această rezistență nu este micșorat prea mult. Creșterea cuplului este mai mare la capacități C mici unde și scăderea curentului statoric este mai mică. Această creștere a cuplului se datorează creșterii pierderilor de energie odată cu rezistența din stator. Ca rezultat se obține o creștere a rigidității caracteristicii mecanice (trasată în fig. 5 cu linie întreruptă) și o scădere a preciziei reglării.

Relația dintre cuplu, curent, rezistența R_{1S} și capacitatea C se poate analiza în mod avantajos cu ajutorul fig. 2. Se observă creșterea curentului odată cu cuplul, respectiv cu capacitatea condensatoarelor. Aceasta este cu atît mai puternică cu cît viteza, deci t.e.m. statorică, este mai mare și ponderea pierderilor rotorice este mai mică. În cazul valorilor mari ale capacității C (în afara zonei de măsură) și la viteze relativ reduse este posibil să intervină acțiunea demagnetizantă a curentului rotoric, care are drept efect diminuarea tensiunii și pierderilor din stator rezultînd o diminuare a cuplului de frînare și deci a posibilităților de reglare la frînarea de menținere.

La schema în stea, variația curentului cu viteza, pentru un cuplu dat, este mult mai redusă, rezultînd o diminuare a curentului la viteze ridicate, față de schema cu condensatoarele în triunghi. În schimb, la viteze reduse curentul este diminuat la schema în triunghi.

Creșterea curentului statoric cu cuplul sau viteza este mult limitată prin rezistența conectată în serie pe stator, R_{1S} (fig. 2), care produce o cădere de tensiune suplimentară și deci o diminuare a tensiunii la bornele primare ale mașinii. Limitarea curentului este mai puternică la cupluri (deci capacități C) și viteze mari. Spre deosebire de rezistența statorică, creșterea rezistenței rotorice determină diminuarea curenților secundar și primar, micșorarea pierderilor din cele două circuite și scăderea cuplului de frînare. O astfel de soluție nu este deci adecvată reglajului propus.

Dată fiind dependența mai mică a curentului I_{1f} față de viteză și chiar diminuarea acestuia și a tensiunii la bornele mașinii, U_1, în cazul vitezelor mari, este preferabilă schema cu condensatoare în stea. Aceasta permite și o creștere a preciziei reglării capacității C, fapt ce se justifică prin triplarea valorii capacității corespunzătoare unei trepte de reglare și se evidențiază prin panta diferită a curbelor din fig. 1.

3. Frînarea de oprire

Decelerarea sistemului de acționare, pentru oprire, interesează numai în regimul subsincron de funcționare al mașinii electrice. O astfel de frînare trebuie să asigure cupluri dinamice corespunzătoare pînă la vitezele cele mai mici. În cazul frînării cu condensatoare este posibil atît reglajul la cuplu constant ($M_f = \text{const.}$), cît și reglajul la curent constant ($I_{1f} = \text{const.}$).

Din fig. 3 se observă că metoda este eficientă pînă la viteze care se apropie de valoarea de 10% din viteza de sincronism. Gama maximă de reglare, de 10 : 1, se obține în cazul reglajului la $M_f = \text{const.}$, cînd viteza limită inferioară este mai mică, ceea ce are drept efect o scădere a timpului necesar opririi și o creștere a preciziei opririi. Această gamă maximă de reglare nu poate fi atinsă de schema cu condensatoare în stea și nici la reglarea la $I_{1f} = \text{const.}$, în condiția introducerii rezistențelor statorice suplimentare.

Din punctul de vedere al reglării vitezei, frînarea de oprire la $M_f = \text{const.}$ este similară celei la $I_{1f} = \text{const.}$ Astfel, odată cu creșterea capacității C viteza scade inițial rapid ca ulterior creșterea lui C, raportată la creșterea gamei de reglare, să devină neeconomică. Totuși, se remarcă o

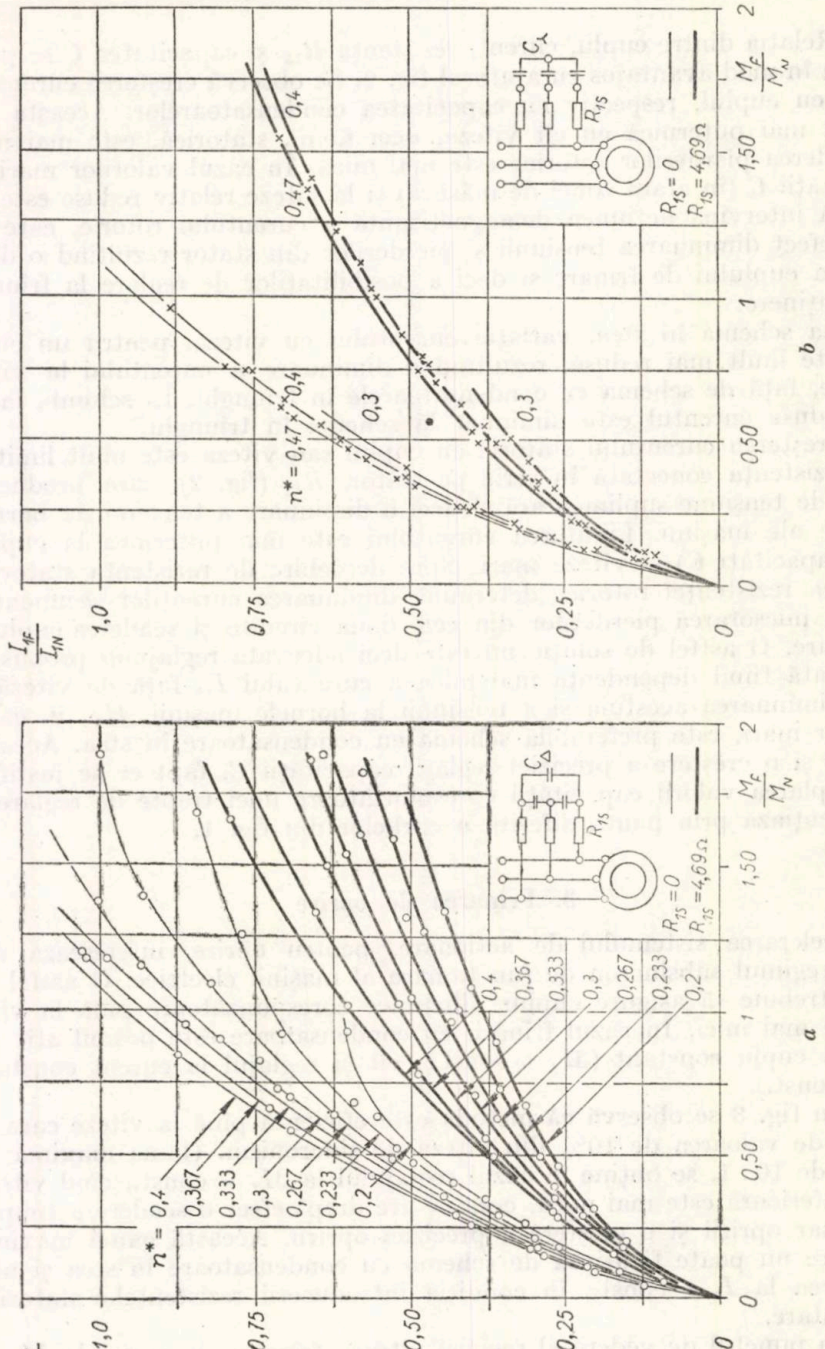


Fig. 2. — Caracteristicile de variație ale curentului statoric I_{1f} în raport cu cuplul de frînare M_f pentru schema cu condensatoare conectate în triunghi (*a*) sau în stea (*b*).

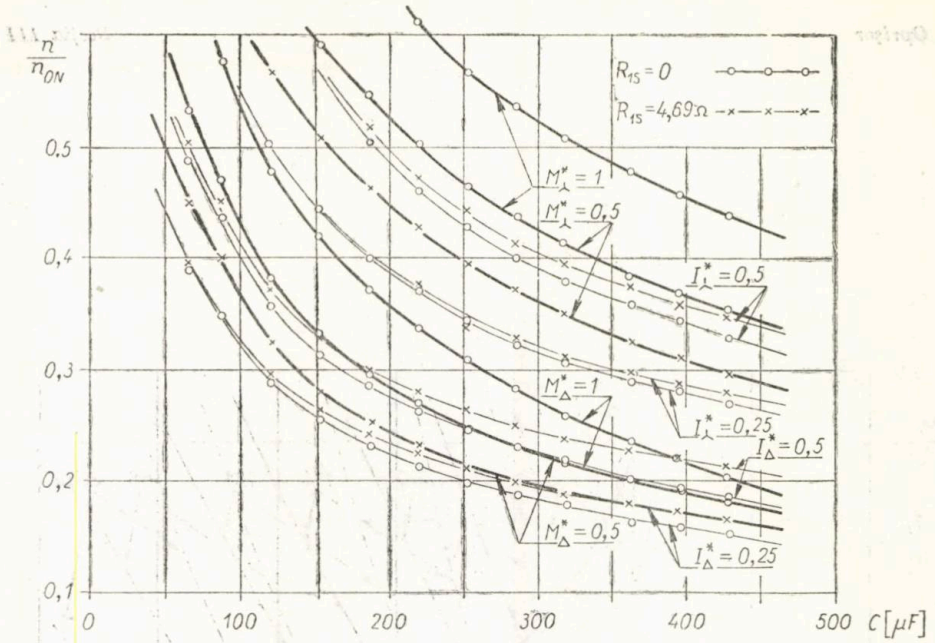


Fig. 3. — Caracteristicile de reglaj ale vitezei la frînarea de oprire la cuplu constant ($M_f = M_{\Delta,\lambda} = \text{const.}$), respectiv la curent constant ($I_{1f} = I_{\Delta,\lambda} = \text{const.}$).

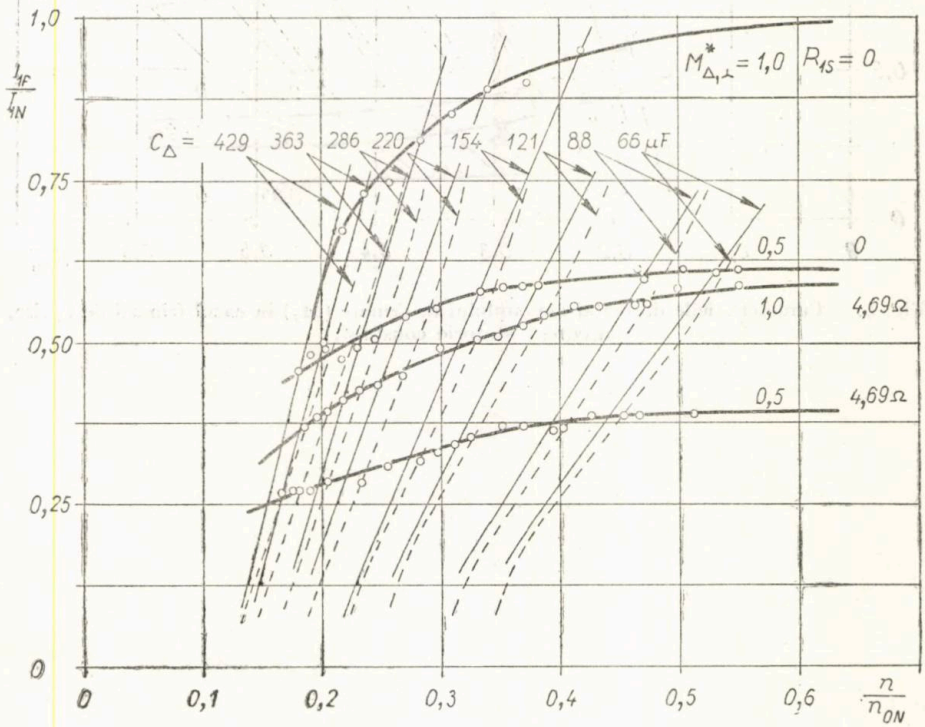


Fig. 4. — Caracteristicile de reglaj ale curentului de frînare I_{1f} în cazul frînării de oprire la cuplu constant.

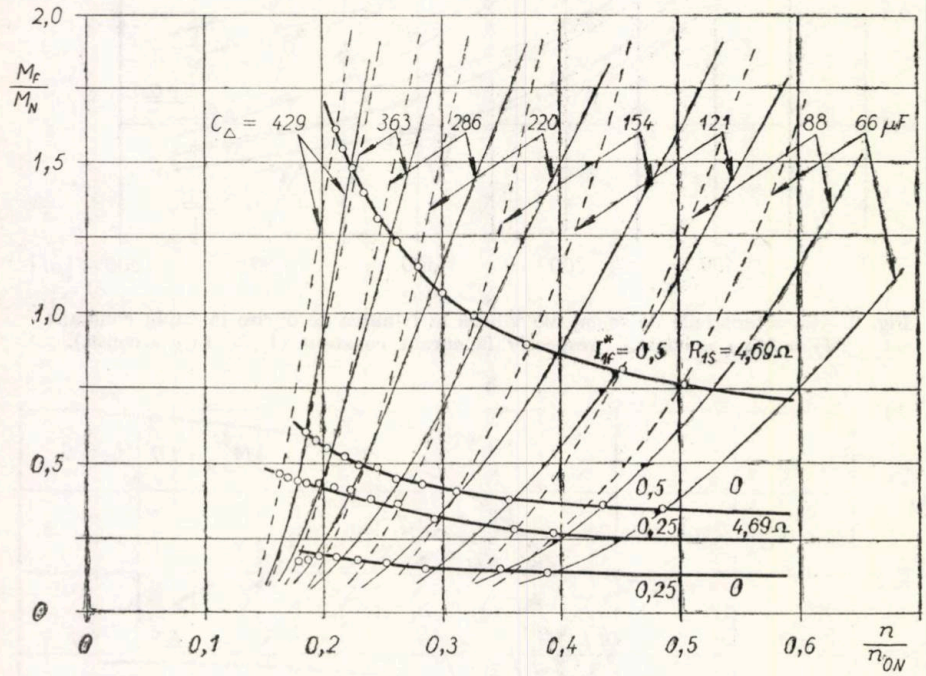


Fig. 5. — Caracteristicile de reglaj ale cuplului de frînare (M_f) în cazul frînării de oprire, la curent statoric constant.

scădere inițială mai lentă a vitezei în cazul reglării la $M_f = \text{const.}$ Deoarece caracteristicile mecanice cuplu—viteză (trasate cu linie subțire în fig. 5) sînt mai rigide decît caracteristicile curent—viteză (trasate cu linie subțire în fig. 4, pentru aceleași trepte de variație ale lui C și R_{1S}), rezultă că la trepte identice de reglare a lui C, în cazul reglajului la $M_f = \text{const.}$, spre deosebire de reglarea la $I_{1f} = \text{const.}$, se obțin variații mai mici ale curentului I_{1f} și variații mai mari ale vitezei. În consecință, alegînd adecvat treptele de reglare, cele două moduri de frînare pot realiza timpi identici de oprire fără a suprasolicita mașina electrică.

Introducerea rezistenței suplimentare serie, R_{1S}, are efecte diferite asupra vitezei în cazul celor două moduri de reglare, din cauza influențelor diferite pe care le exercită valoarea rezistenței R_{1S} asupra cuplului și curentului.

Din fig. 4 se observă că frînării la $M_f = \text{const.}$ îi corespunde o scădere a curentului I_{1f} odată cu creșterea capacității C și diminuarea vitezei n. Creșterea rezistenței R_{1S} limitează și mai mult curentul I_{1f} rezultînd, pe de o parte, posibilitatea supraîncărcării mașinii după curent fără probleme din punctul de vedere al încălzirii, iar pe de altă parte o reducere suplimentară a vitezei n. În consecință, reglarea frînării la $M_f = \text{const.}$ se realizează simplu prin modificarea capacității C. Variația rezistenței R_{1S} se poate utiliza numai în zonele de lucru în care sînt necesare cupluri de frînare mari. La viteze mici este preferabilă menținerea rezistentei R_{1S} în circuitul mașinii.

Din fig. 5 rezultă că prin creșterea capacității C, odată cu scăderea vitezei, se obține și o creștere aproape liniară a cuplului de frînare M_f. Această proprietate este mai importantă în cazul cînd curentul I_{1f} are valori mai mari. În consecință, capacitatea de suprasarcină a mașinii crește odată cu scăderea vitezei, metoda fiind adecvată mașinilor de lucru cu caracteristică mecanică de tip serie. La celelalte tipuri de mașini de lucru rezultă o creștere puternică a cuplului dinamic decelerator și o importantă diminuare a timpului total de oprire a sistemului de acționare.

Creșterea rezistenței suplimentare R_{1S} determină o creștere a cuplului M_f. Deoarece, însă, curentul I_{1f} este redus, se impune o creștere, în compensare, a t.e.m. rezultînd și o creștere a vitezei. Reglarea frînării la $I_{1f} = \text{const.}$ se realizează la viteze mari și medii prin creșterea capacității C, iar la viteze reduse, uneori, este necesară eliminarea rezistenței R_{1S}. Dimpotrivă, atunci cînd se urmărește creșterea preciziei opririi, în ultima fază a procesului de frînare se scurtcircuitează bornele mașinii electrice, renunțînd la scurtcircuitarea rezistenței R_{1S}.

Comutarea condensatoarelor din triunghi în stea are ca unic efect creșterea de trei ori a reactanței capacitive corespunzătoare unei faze. În mod specific scade tensiunea pe fază și crește viteza mașinii obținîndu-se acele valori care la schema în triunghi rezultă pentru capacități de trei ori mai mici. La rîndul lor, curbele de reglare la $M_f = \text{const.}$ și $I_{1f} = \text{const.}$, pentru schema în stea, constituie prelungiri, spre valori crescute ale vitezei, ale curbelor din fig. 4 și 5. În consecință, comutarea conexiunii condensatoarelor este utilă pentru obținerea unor trepte intermediare de reglare la sistemele cu viteză inițială ridicată și care necesită cupluri dinamice mari.

4. Concluzii

Frînarea cu condensatoare a motorului asincron trifazat acoperă un larg domeniu de viteze şi permite menţinerea oricărei viteze sau oprirea rapidă a sistemului de acţionare. Viteza limită inferioară este de ordinul a 10% din viteza de sincronism a maşinii electrice, la frecvenţă nominală.

Capacitatea de încărcare a maşinii, după curent sau după cuplu, este bună; într-un larg domeniu de viteze aceasta este superioară faţă de cazul funcţionării asincrone normale. Metoda este adecvată oricărui tip de maşină de lucru.

Reglarea în trepte a cuplului sau vitezei este simplă şi se poate realiza exclusiv prin modificarea valorii elementelor suplimentare conectate în circuitul statoric. Fineţea reglării poate fi crescută oricît de mult.

În cadrul diferitelor moduri de reglare, unii parametri variază diferit odată cu modificarea rezistenţei R_{1S} sau capacităţii C, conectate pe faza statorică. De acest lucru trebuie ţinut seama atunci cînd se adaptează maşina la un anumit tip de maşină de lucru.

Autorul ţine ca pe această cale să-şi exprime recunoştinţa sa faţă de tov. ing. V. Hriţcu, care l-a ajutat la efectuarea măsurătorilor experimentale pe standul de încercări.

Primită la 17 septembrie 1976

Institutul politehnic, Iaşi,
Catedra de utilizările energiei electrice şi automatizări

BIBLIOGRAFIE

1. Oprişor M., *Frînarea subsincronă cu condensatoare a motorului asincron trifazat.* Electrotehnica (sub tipar).
2. Петров Л. П., Буштян Л. В., *Характеристики асинхронных к. з. двигателей при конденсаторном торможении с активными нагрузочными сопротивлениями.* Изв. ВУЗ, Электромеханика, **12**, *8*, 829—836 (1969).
3. Танатар А. И., Хотиенко Ю. П., *Конденсаторное торможение в области предельно допустимых скоростей вращения и его использование в приводе кранов.* Изв. ВУЗ, Электромеханика, **14**, *7*, 810—812 (1971).
4. Кашкалов В. И., Давидович В. С., *О конденсаторном торможении асинхронного электропривода механизмов подчема.* Промышленная Энергетика, **12**, 47—49 (1971).

LE RÉGLAGE DU FREINAGE DU MOTEUR ASYNCHRONE À L'AIDE DES CONDENSATEURS

(Résumé)

On effectue une analyse approfondie du comportement du moteur asynchrone triphasé, fonctionnant en régime de freinage avec des condensateurs dans le stator, compte tenu des caractéristiques de réglage. On montre que la méthode est utile pour une très large gamme de vitesses, aussi bien qu en freinage à la vitesse constante, de même qu'en freinage d'arrêt. On met en évidence l'efficience et la simplicité du réglage dans le stator, quelque soit le paramètre considéré constant.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAȘI
Tomul XXIII (XXVII), Fasc. 3—4, 1977
Secția III
ELECTROTEHNICĂ
ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C.Z. 621-83

CONSIDERAȚIUNI PRIVIND ÎMBUNĂTĂȚIREA PERFORMANȚELOR DINAMICE ALE MOTOARELOR PAS CU PAS

DE

CRISTEA PAL

1. Introducere

Sistemele moderne de reglare automată fac apel pe o scară din ce în ce mai largă la sistemele de reglare numerice și prin impulsuri. Dintre acestea o răspîndire semnificativă au căpătat, în ultimul timp, așa-numitele sisteme de comandă numerică pas cu pas.

Dacă se consideră cazul sistemelor de comandă după program a acționărilor electrice, se impune necesitatea prezenței, în cadrul acestora, a unor dispozitive de execuție speciale, capabile să transforme impulsurile în „pași" adică în deplasări unghiulare sau liniare discrete [1], [2]. Utilizarea, in acest caz, a motorului electric pas cu pas este similară cu cea a unui circuit decodificator care transformă informația cifrică primită sub formă de impulsuri electrice, în deplasări. Este posibilă deci construirea unor sisteme automate lipsite de legături de reacție [3]. Performanțele sistemului realizat în acest mod depind în mare măsură de proprietățile dinamice ale motorului pas cu pas utilizat.

În cele ce urmează se studiază posibilitățile de îmbunătățire a performanțelor dinamice ale motorului pas cu pas reactiv și în mod special cele ale motorului pas cu pas liniar.

2. Îmbunătățirea performanțelor dinamice ale motoarelor pas cu pas prin utilizarea unor dispozitive de comutație adecvate

În cazul regimului dinamic de funcționare a motorului pas cu pas curentul prin înfășurările de excitație nu mai poate atinge valoarea maximă datorită frecvenței ridicate cu care sînt comutate aceste înfășurări. Datorită acestui fapt se reduce valoarea t.m.m. F și, deci, valoarea efortului sincronizant a motorului, care se poate calcula cu relația [3]:

$$F_{st} = F^2 \frac{d\Lambda}{dx}, \tag{1}$$

unde: F — t.m.m., Λ — permeanța circuitului magnetic, x — decalajul dintre axa polului indus și inductor (exprimat în grade electrice).

Cu cît viteza motorului este mai mare cu atît valoarea efortului sincronizant dinamic va rezulta mai mică.

Cu ajutorul relației:

$$F_{sp} = \left[\frac{F_{st}}{x}\right]_{(x=1°)}, \tag{2}$$

se poate defini efortul sincronizant specific (pentru $x = 1°$).

În fig. 1 sînt reprezentate caracteristicile efortului sincronizant static pentru două mașini. Cu toate că $F_{st_2} > F_{st_1}$, performanțele primei mașini sînt mai bune deoarece $F_{sp_1} > F_{sp_2}$.

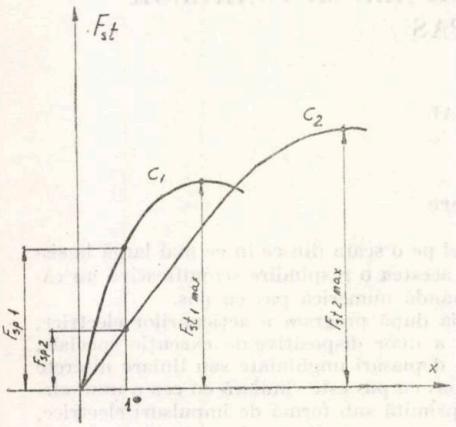


Fig. 1

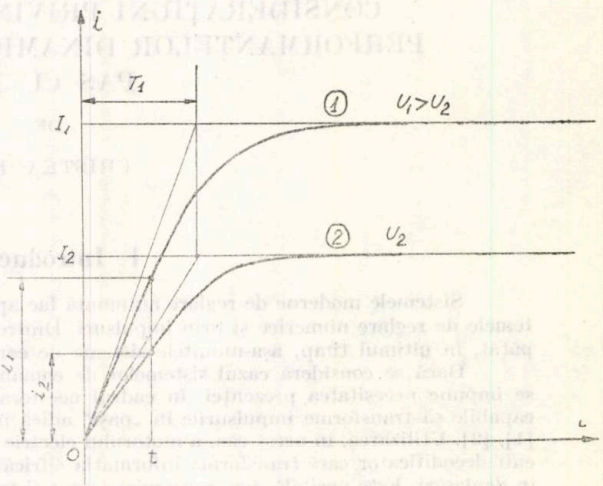


Fig. 2

Se observă, deci, că este necesară o creștere cît mai rapidă a curentului prin înfășurarea de excitație [3], [4].

În cele ce urmează ne-am propus ca această creștere să se realizeze fără a modifica constanta de timp a circuitului, prin utilizarea a două nivele pentru tensiunea de alimentare, într-o schemă de amplificator de putere comutator.

Regimul tranzitoriu, în cazul analizat, este descris de ecuația diferențială liniară:

$$U = ri + L\frac{di}{dt}, \tag{3}$$

unde: U — tensiunea de alimentare, r — rezistența înfășurării de excitație, L — inductanța înfășurării de excitație. Curentul prin înfășurare rezultă de forma:

$$i = I\left(1 - e^{-\frac{t}{T_1}}\right), \tag{4}$$

cu: I — valoarea de regim staționar a curentului, T_1 — constanta de timp a înfășurării.

Păstrînd invariabilă valoarea constantei de timp, T_1, și modificînd valoarea tensiunii de alimentare, U, se observă că la un timp dat, t, valo-

rile curentului prin înfășurare, deci în final valorile efortului sincronizant specific, F_{sp}, sînt mai mari în cazul utilizării unei tensiuni de excitație crescute (fig. 2).

În principiu dispozitivul preconizat în acest scop permite ca în momentul cuplării înfășurării de excitație creșterea curentului să se facă după curba *1* (fig. 3), pînă la atingerea valorii I_2. În acest moment tensiunea de excitație atinge valoarea $U_2 < U_1$ iar curentul rămîne la valoarea de regim staționar, I_2.

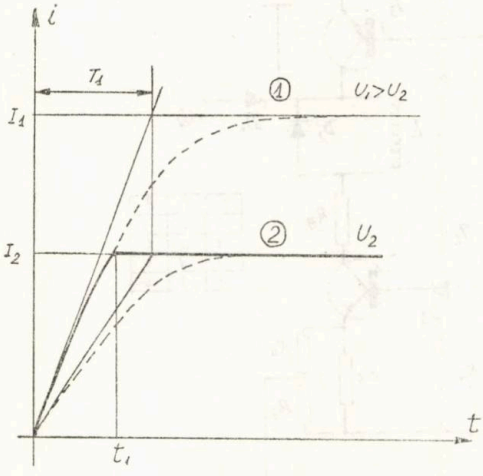


Fig. 3

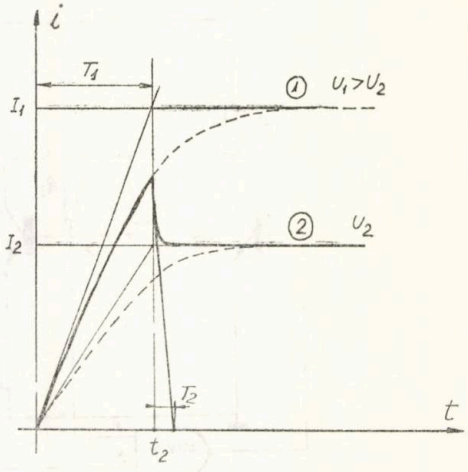


Fig. 4

Există de asemenea posibilitatea ca la pornire valoarea curentului I_2 să fie depășită (fig. 4) prin reglarea valorii la care intervine limitarea curentului și trecerea la tensiunea de alimentare U_2.

În acest mod se modifică valoarea curentului mediu prin înfășurare, I_m, deci cresc posibilitățile de încărcare a motorului și se îmbunătățește comportarea sa în regimul tranzitoriu de pornire. Neglijînd constanta de timp, T_2, pe perioada de comutare de la tensiunea U_1 la U_2 (fig. 4), rezultă, pentru valoarea medie a curentului pe perioada existenței impulsului de comandă, expresia:

$$(5) \qquad I_m \approx \frac{1}{2}\left[\frac{1}{t_2}\int_0^{t_2} I\,(1 - e^{-\frac{t}{T_1}})\,dt + I_2\right],$$

sau efectuînd calculele:

$$(6) \qquad I_m = \frac{1}{2}\left\{\frac{U_1}{r}\left[1 - \frac{T_1}{t_2}(1 - e^{-\frac{t}{T_1}})\right] + \frac{U_2}{r}\right\}.$$

Această valoare a curentului trebuie să satisfacă, evident, și condițiile impuse de regimul termic al motorului.

3. Încercări experimentale

În fig. 5 este reprezentată o schemă electrică de principiu a amplificatorului comutator, realizată experimental. Cu L s-a notat înfășurarea de excitație a motorului.

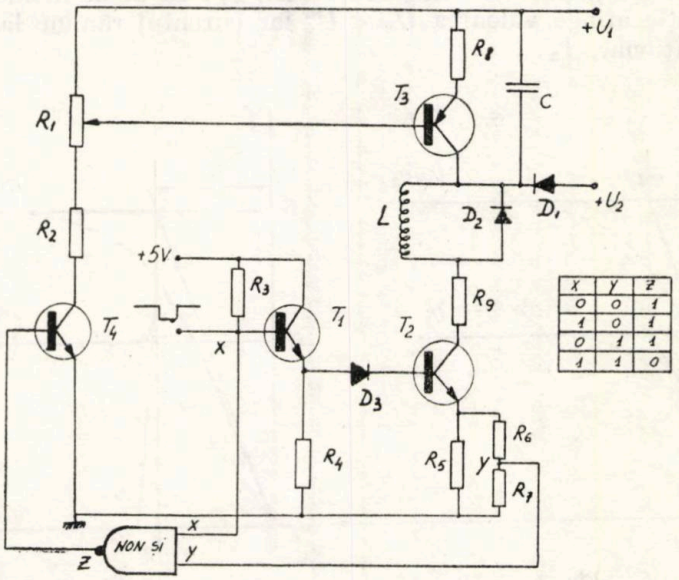


Fig. 5

Comanda comutării treptei de tensiune se poate realiza în funcție de timp sau de valoarea curentului prin înfășurare. S-a optat pentru ultima soluție, cu utilizarea unui circuit logic NON—ȘI de tip CDB 400 E. Schema conține tranzistorii serie T_2 și T_3 și tranzistorii de comandă T_1 și T_4. Valoarea semnalului y de la o intrare a circuitului logic poate fi reglată prin divizorul R_6 și R_7, realizîndu-se modificarea valorii curentului mediu prin înfășurare. Pe figură este redată și tabela de adevăr pentru circuitul logic.

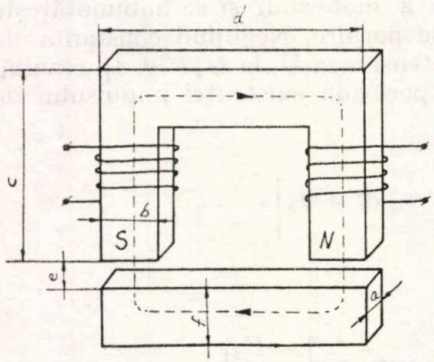
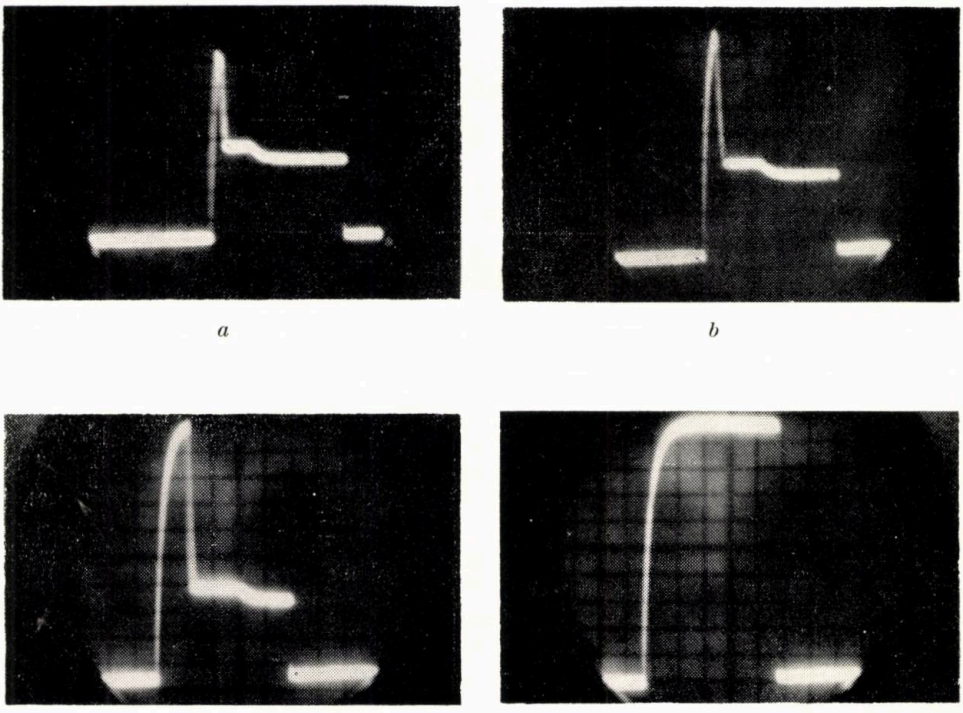


Fig. 6

Există posibilitatea ca tranzistorul T_3 să rămînă în permanență în conducție asigurînd, pentru scurt timp, un regim de forțare în cazul regimurilor de funcționare dificile.

Încercările experimentale au fost efectuate pe un circuit magnetic cu configurația din fig. 6.

În fig. 7 *a*, *b*, *c*, *d* sînt redate oscilogramele curentului pentru diverse poziții ale divizorului R_6, R_7. Fig. 7 *d* corespunde cazului în care tranzistorul T_3 rămîne în permanență în conducție.



a *b*

c *d*

Fig. 7

4. Concluzii

1. Prin utilizarea a două nivele ale tensiunii de alimentare și a unei scheme de amplificator de putere comutator este posibilă îmbunătățirea comportării dinamice a motorului pas cu pas reactiv fără a modifica constanta de timp a înfășurării.

2. Schema utilizată permite modificarea valorilor medii ale curentului din înfășurare.

3. În cazul modificării valorii medii a curentului din înfășurare trebuie să fie satisfăcute condițiile impuse de regimul termic pentru înfășurarea de excitație a motorului.

4. După cum rezultă din oscilogramele prezentate, încercările experimentale efectuate confirmă concluziile teoretice cu privire la utilizarea a două nivele ale tensiunii de alimentare, în vederea îmbunătățirii performanțelor dinamice ale motorului pas cu pas.

Primită la 24 mai 1977

Institutul politehnic, Iași,
Catedra de utilizări și automatizări

BIBLIOGRAFIE

1. Ивоботенко Б. А., *Шаговые двигатели.* Электричество, *8*, 54—61 (1960).
2. Kelemen A., Crivii M., *Motoare electrice pas cu pas.* Ed. Tehn., Buc., 1975, 9—10, 14—15, 101—107, 188—190.
3. Lăzăroiu D. F. ș. a., *Mașini electrice de mică putere.* Ed. Tehn., Buc., 1973, 111.
4. Laforie P. et collab., *Moteur pas à pas à réluctance variable de petite puissance.* RGÉ, *4*, 220—225 (1974).

СООБРАЖЕНИЯ В СВЯЗИ С УЛУЧШЕНИЕМ ДИНАМИЧЕСКИХ ДОСТИЖЕНИИ ШАГОВЫХ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ

(Резюме)

Достижения систем програмного управления электрических приводов, которые используют в качестве исполняющего элемента шаговый электродвигатель, зависят в большой мере от динамических качеств последнего. В данной работе указаны возможности улучшения динамических достижении двигателя путем использования приспособлении соответствующих коммутации.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAȘI
Tomul XXIII (XXVII), Fasc. 3—4, 1977
Secția III
ELECTROTEHNICĂ
ELECTRONICĂ-AUTOMATIZĂRI

C. Z. 519.9

SINTEZA AUTOMATELOR FINITE CU MEMORIE, PRIN METODA SIMBOLICĂ

DE

N. REUS și CORNELIU HUȚANU

1. Introducere

Sinteza automatelor finite cu memorie (netriviale) implică stabilirea expresiilor funcțiilor booleene de tranziție și de ieșire:

$$Y_{i,t+1} = F_i(x_{1,t}, \ldots, x_{n,t}, y_{1,t}, \ldots, y_{p,t}), \quad 0 \leqslant i \leqslant p, \tag{1}$$

$$Z_{j,t} = \Phi_j(x_{1,t}, \ldots, x_{n,t}, y_{1,t}, \ldots, y_{p,t}), \quad 0 \leqslant j \leqslant m, \tag{2}$$

în care: $x_{1,t}, \ldots, x_{n,t}$ sînt variabile de intrare (primare) iar $y_{1,t}, \ldots, y_{p,t}$ — variabilele secundare de stare.

În mod obișnuit problemele de sinteză se prezintă sub forma unor grafuri de tranziții de tip Moore sau Mealy [2], [4].

În această lucrare se prezintă sinteza automatelor finite netriviale prin metoda simbolică propusă în [2], folosind un graf de tranziții simplificat.

2. Considerații teoretice

Fie S_n și S_m (fig. 1) două noduri succesive dintr-un graf de tranziții care reprezintă stările interne (n) și (m) ale unui automat finit netrivial. Tranzițiile între stări sînt definite de expresiile logice atașate ramurilor grafului (F_{nm}, F_{mn}, F_{jn}, F_{mi},...). Ca urmare a asignării de stare [2] fiecărui nod în graf i se atașează o anumită combinație a variabilelor secundare de stare. Rezultă că indicii (n) și (m) pot fi valorile în octal a acestor combinații. Evitarea fenomenelor de concurs (hazard) implică la automatele asincrone asignarea stărilor conform codului Gray, adică prin numere octale în succesiunea: 0, 1, 3, 2, 6, 7, 5, 4, 14, 15,... În cazul automatelor sincrone această asignare este indiferentă.

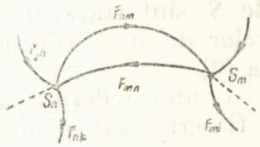


Fig. 1

Rezultă de aici că o stare internă corespunzătoare unui nod în graf este complet determinată de variabilele de stare și de expresiile logice atașate ramurilor sale. Astfel, o stare se conservă pentru expresiile logice

atașate ramurilor convergente sau se produc tranziții pentru expresiile atașate ramurilor divergente. Analitic aceste observații pot fi exprimate, pentru o anumită stare, prin expresii de forma:

$$S_n = (n)_s \overline{F_{nm} \cup F_{nk} \cup \dots} \cup (m)_s F_{mn} \cup (j)_s F_{jn} \cup \dots , \tag{3}$$

în care $(n)_s$, $(m)_s$, $(j)_s$,... sînt combinațiile variabilelor secundare de stare atașate stărilor S_n, S_m, S_j,...

Pentru un automat finit cu memorie, o funcție de tranziție, la momentul $t+1$, este definită de starea și variabilele primare la momentul t [2]:

$$Y_{i,t+1} = f_i (Y_{i,t}, X_{i,t}),$$

în care $X_{i,t}$ reprezintă alfabetul de intrare la momentul t. Rezultă că funcția $Y_{i,t+1}$ va fi 1 pentru stările în care și $y_{i,t}$ este 1, deci:

$$Y_{i,t+1} = \bigcup_1 S_k , \tag{4}$$

unde S_k sînt stările pentru care $y_{i,t} = 1$.

Conținutul informațional al relațiilor (3) și (4) se poate transpune în metoda simbolică în simbolul D [5]. Astfel, expresia (3) devine:

$$S_n = D^{x_1 \dots x_n y_1 \dots y_p}_{(n_0, \dots, n_k)} , \tag{5}$$

unde $(n_0, \dots, n_k)$ sînt numerele octale de stare care definesc starea internă S_n, adică numerele octale atașate fiecărui produs logic canonic cuprins în (3). De asemenea, expresia (4) devine:

$$Y_{i,t+1} = D^{x_1 \dots x_n y_1 \dots y_p}_{(n_j, \dots, n_e)} , \tag{6}$$

în care $(n_j, \dots, n_e)$ reprezintă reuniunea numerelor de stare corespunzătoare stărilor S_k exprimate prin relația (3).

Pentru automatele M o o r e, funcțiile de ieșire (2) sînt definite numai de stări [2], deci:

$$Z_{j,t} = \bigcup_1 S_i = D^{x_1 \dots x_n y_1 \dots y_p}_{(n_k, \dots, n_m)} , \tag{7}$$

unde S_i sînt stările pentru care $Z_{j,t} = 1$ iar $(n_k, \dots, n_m)$ — reuniunea numerelor de stare corespunzătoare stărilor S_i, care sînt exprimate prin relația (3).

Conform definiției automatelor M e a l y [2], funcțiile de ieșire (2) pot fi scrise sub forma:

$$Z_{j,t} = (n)_s F_{nm} (n)_s F_{mj} \dots = D^{x_1 \dots x_n y_1 \dots y_p}_{(n_t, \dots, n_p)} , \tag{8}$$

în care $(n_t, \dots, n_p)$ sînt numerele octale de stare pentru care $Z_{j,t} = 1$.

Din relațiile (3) ... (8) rezultă că în sinteza automatelor finite cu memorie prin metoda simbolică sînt suficiente grafuri care definesc numai tranzițiile între stări, renunțîndu-se la ramurile reflectate.

Așadar, în sinteza unui automat finit cu memorie prin metoda simbolică se pleacă de la un graf de forma celui din fig. 1. Cu ajutorul acestuia se pot stabili expresiile (4) și apoi relațiile (6) ... (8) în funcție de natura grafului în raport cu ieșirile (M o o r e sau M e a l y). Apoi, aplicînd metoda simbolică de minimizare [5] se obțin formele disjunctive minimale pentru funcțiile booleene de tranziție și de ieșire sau expresiile acestora implementate cu funcții NUMAI, întrucît:

$$D^{x_1 \dots x_n y_1 \dots y_p}_{(n_j,\dots,n_e)} = \uparrow^{x_1 \dots x_n y_1 \dots y_p}_{(n_j,\dots,n_e)}, \tag{9}$$

unde „$\uparrow$” simbolizează operația ȘI — NU.

Folosind simbolul C [5, p. 64] se pot obține formele conjunctive minimale sau expresiile minimale implementate cu funcții NICI, deoarece:

$$C^{x_1 \dots x_n y_1 \dots y_p}_{\overline{(n_j,\dots,n_e)}} = \downarrow^{x_1 \dots x_n y_1 \dots y_p}_{(n_j,\dots,n_e)}, \tag{10}$$

unde „$\downarrow$” simbolizează operația SAU — NU iar $\overline{(n_j,\dots,n_e)}$ reprezintă complementul numărului de ordine, adică numerele de stare necuprinse în simbolul D.

Dacă funcțiile (6) ... (8) sînt complet definite, relațiile (9) și (10) sînt echivalente. Dacă însă simbolurile de marcare cuprind și numere de stare indiferente (*), rezultatele obținute pentru (9) și (10) diferă, depinzînd de folosirea stărilor indiferente la realizarea implicanților primi esențiali.

Sinteza se încheie prin structurarea logigramelor, utilizînd un sistem complet de circuite logice (ȘI — SAU — NU, NICI, NUMAI).

3. Aplicații

3.1. Circuitele de memorie binară cu prioritatea ștergerii sau înscrierii memoriei (variabile de intrare primare x_i și x_s), au stările interne S_0 și S_1 și pot fi descrise prin grafurile de tranziție din fig. 2.

Tranziția $S_0 \to S_1$ este condiționată de expresia logică $x_i \bar{x}_s$, în cazul priorității comenzii x_s și numai de existența lui x_i, în cazul priorității comenzii x_i. Tranziția $S_1 \to S_0$ este în primul caz condiționată numai de existența semnalului x_s, iar în al doilea caz, de expresia logică $\bar{x}_i x_s$.

Dacă funcțiile de tranziție (identice cu cele de ieșire) ale celor două circuite bistabile sînt Y_s, respectiv Y_i, formulele (3) ... (10) se scriu sub forma:

$$Y_s = S_0 = y\bar{x}_s \cup \bar{y}x_i\,\bar{x}_s = D^{yx_ix_s}_{(2,4,6)} = x_i\,\bar{x}_s \cup y\bar{x}_s = (x_i \uparrow \bar{x}_s) \uparrow (y \uparrow \bar{x}_s) =$$

$$= C^{yx_ix_s}_{(0,1,3,5,7)} = (y \cup x_i)\,\bar{x}_s = (y \downarrow x_i) \downarrow (\bar{x}_s \downarrow 0),$$

$$Y_i = S_1 = y\,\overline{(\bar{x}_i x_s)} \cup \bar{y}x_i = D^{yx_ix_s}_{(2,3,4,6,7)} = x_i \cup y\bar{x}_s = (x_i \uparrow 1) \uparrow (y \uparrow \bar{x}_s) =$$

$$= C^{yx_ix_s}_{(0,1,5)} = (y \cup x_i)(x_i \cup \bar{x}_s) = (y \downarrow x_i) \downarrow (x_i \downarrow \bar{x}_s).$$

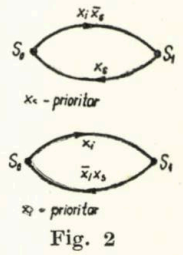


Fig. 2

3.2. Circuitul de memorie binară fără prioritate, cînd x_i condiționează tranziția $S_0 \to S_1$ și x_s, tranziția $S_1 \to S_0$ și cel comandat prin impulsuri de tact T, diferențiate (foarte scurte), au grafurile de tranziții date în fig. 3.

Dacă Y_f şi Y_T sînt funcţiile de tranziţie (identice cu cele două stări), în cele două cazuri, se obţine similar ca mai sus :

$$Y_f = y\bar{x}_s \cup \bar{y}x_i \text{ şi } Y_T = y\bar{T} \cup \bar{y}T.$$

3.3. Circuitul de memorie la care înscrierea memoriei este comandată prin coincidenţa semnalelor x_i şi x_e [6, p. 296], lectura memoriei prin semnalul x_1 şi ştergerea ei, prin semnalul x_s, poate fi redat prin graful din fig. 4. Este exclusă posibilitatea simultaneităţii semnalelor x_i, x_1, x_s iar x_s este prioritar în toate stările.

Etapele sintezei circuitului sînt următoarele :

a) Expresiile logice ale stărilor interne S_1 şi S_3 :

$$S_1 = \bar{y}_0\, y\, \overline{(x_s \cup x_1\, \bar{x}_s)} \cup \bar{y}_0\, \bar{y} x_c\, x_i\, \bar{x}_s \cup y_0\, y\bar{x}_1\, \bar{x}_s\,,$$

$$S_3 = y_0\, y\, \overline{(\bar{x}_1\, \bar{x}_s \cup x_s)} \cup \bar{y}_0\, y x_1\, \bar{x}_s\,.$$

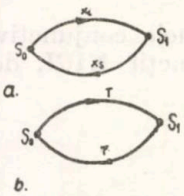


Fig. 3

b) Expresiile canonice în formă simbolică :

		y_0	yx_c	x_i	x_1	x_s		
S_1	$\bar{y}_0\, y\bar{x}_1\, \bar{x}_s$	→ 0	$\underline{10}$	$\underline{.0}$	0	0	→	$\overset{4}{20}/\overset{10}{24}/30$ 34
	$\bar{y}_0\, \bar{y} x_c\, x_i\, \bar{x}_s$	→ 0	01	.1	$\underline{0}$	0	→	$\overset{2}{14}/16^*$
	$y_0\, y\bar{x}_1\, \bar{x}_s$	→ 1	$\underline{10}$	$\underline{.0}$	0	0	→	$\overset{4}{60}/\overset{10}{64}/70$ 74
S_3	$y_0\, yx_1\, \bar{x}_s$	→ 1	$\underline{10}$	$\underline{.0}$	1	0	→	$\overset{4}{62}/66^*/\overset{10}{72}$ 76^*
	$\bar{y}_0\, yx_1\, \bar{x}_s$	→ $\underline{0}$	$\underline{10}$	.0	1	0	→	$\overset{4}{22}/26^*/\overset{10}{32}$ 36^*

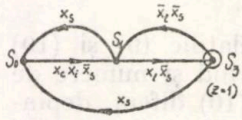


Fig. 4

(*) — numere de stare indiferente.

Rezultă deci :

$$S_1 = D^{y_0 y x_c . x_i x_1 x_s}_{(14,16^*,20,24,30,34,60,64,70,74)}\,,$$

$$S_3 = D^{y_0 y x_c . x_i x_1 x_s}_{(22,26^*,32,36^*,62,66^*,72,76^*)}\,.$$

c) Expresiile canonice simbolice ale funcţiilor de tranziţie şi de ieşire, Z, care apar în starea S_3 :

$$Y_0 = S_3\,,$$

$$Y = S_1 \cup S_3 = D^{y_0 y x_c . x_i x_1 x_s}_{(14,16^*,20,22,24,26^*,30,32,34,36^*,60,62,64,66^*,70,72,74,76^*)}\,.$$

$$Z = S_3 = Y_0\,.$$

d) Forma minimală a funcţiilor de tranziţie Y şi de ieşire Z :

$$\overset{4}{22}/\overset{10}{26^*}/32\ 36^*/\overset{40}{62}\ 66^*\ 72\ 76^*/\overset{1}{23^*}\ 27^* \ldots$$

$$\underline{010}\,.\,\underline{010} \rightarrow yx_1, \quad Z = yx_1\,.$$

$$\overset{1}{14}/\overset{2}{15^*}/16^*\ 17^*/\overset{20}{34}\ 35^*36^*37^*/\overset{40}{54^*} \ldots$$

$$\underline{001}\,.\,\underline{100} \rightarrow x_c x_i\,,$$

$$\overset{2}{20}/\overset{4}{22}/24\ 26^*/\overset{10}{30}\ 32\ 34\ 36^*/\overset{40}{60} \ldots$$

$$\underline{010}\,.\,\underline{000} \rightarrow y\bar{x}_s\,.$$

$$Y = x_c\, x_i \cup y\bar{x}_s\,.$$

Numărul de stare 54* este indiferent întrucît lipsește starea S_2 în care $y_0 = 1$ și $y = 0$.

3.4. Circuitul monoimpulsor [3, p. 315], care funcționează după diagrama din fig. 5 *a*, poate fi redat prin graful din fig. 5 *b*.

Parcurgînd etapele de sinteză analoge celor din cazul precedent se obțin succesiv:

a) Expresiile stărilor interne:

$$S_1 = \bar{x}y\,(\bar{A}\bar{P}) \cup \bar{x}\bar{y}\bar{A}P = D^{x.yAP}_{(1,4,5,6)},$$

$$S_2 = x\bar{y}\,(\overline{\bar{A}\bar{P}}) \cup xy\bar{A} = D^{x.yAP}_{(11,12,13,14,15)},$$

$$S_3 = xy\bar{\bar{A}} \cup \bar{x}yAP = D^{x.yAP}_{(7,16,17)}.$$

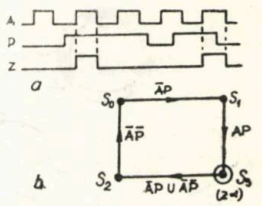


Fig. 5

b) Expresiile funcțiilor de tranziție:

$$X = S_2 \cup S_3 = D^{x.yAP}_{(7,11,\ldots,17)}, \quad Y = S_1 \cup S_3 = D^{x.yAP}_{(1,4,5,6,7,16,17)}, \quad Z = S_3.$$

Folosind expresiile simbolice stabilite mai sus și raportul de stare [5, p. 17] $x\,.\,yAP/\!/XYZ$, se poate verifica faptul dacă secvența de lucru a automatului corespunde grafului de tranziții și diagramei de funcționare date în fig. 5.

Într-adevăr:

$$\ldots \frac{0}{0} \xrightarrow{A=1} \frac{2}{0} \xrightarrow{A=0} \frac{0}{0} \xrightarrow{P=1} \frac{1}{2} \xrightarrow{y=1} \frac{5}{2} \xrightarrow{A=1} \frac{7}{7} \xrightarrow{x=1} \frac{17}{7} \xrightarrow{A=0} \frac{15}{4} \rightarrow$$

$$\xrightarrow{y=0} \frac{11}{4} \xrightarrow{A=1} \frac{13}{4} \xrightarrow{A=0} \frac{11}{4} \xrightarrow{P=0} \frac{10}{0} \xrightarrow{x=0} \frac{0}{0} \xrightarrow{A=1} \frac{2}{0} \xrightarrow{P=1} \frac{3}{0} \xrightarrow{A=0}$$

$$\frac{1}{2} \xrightarrow{y=1} \frac{5}{2} \xrightarrow{A=1} \frac{7}{7} \xrightarrow{x=1} \frac{17}{7} \xrightarrow{P=0} \frac{16}{7} \xrightarrow{A=0} \frac{14}{4} \xrightarrow{y=0} \frac{10}{0} \xrightarrow{x=0} \frac{0}{0} \ldots$$

Formele minimale ale lui X, Y și Z rezultă din:

$$\overset{10}{7}/17 \rightarrow \underline{0}.111 \rightarrow yAP,$$

$$\overset{2}{11}/13/15\,17 \rightarrow 1.\underline{001} \rightarrow xP,$$

$$\overset{1}{12}/13/\overset{4}{16}\,17 \rightarrow 1.\underline{010} \rightarrow xA,$$

$$\overset{1}{14}/\overset{2}{15}/16\,17 \rightarrow 1.\underline{100} \rightarrow xy;$$

$$X = yAP \cup x(A \cup Py).$$

$$\overset{4}{1}/5 \rightarrow 0.\underline{001} \rightarrow x\bar{A}P,$$

$$\overset{1}{4}/\overset{2}{5}/6\,7 \rightarrow 0.\underline{100} \rightarrow \bar{x}y,$$

$$\overset{1}{16}/17/\overset{10}{6}\,7 \rightarrow \underline{1}.\underline{110} \rightarrow yA;$$

$$Y = x\bar{A}P \cup y(\bar{x} \cup A).$$

$$\overset{10}{7}/17 \rightarrow \underline{0}.111 \rightarrow yAP,$$

$$\overset{1}{16}/17 \rightarrow 1.\underline{110} \rightarrow xyA;$$

$$Z = yA(x \cup P).$$

3.5. Circuitul indicator de sens de rotație (fig. 6 *a*), folosind trei contacte, A, B și C, care se închid succesiv, fiecare închidere fiind precedată de $A = B = C = 0$ [3, p. 307], are graful de tranziții redat în fig. 6 *b*. Din acest graf, se pot deduce :

a) Expresiile stărilor interne, fără menționarea stărilor imposibile :

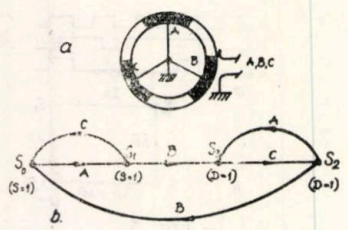


Fig. 6

$$S_1 = \bar{x}y\,(\overline{B \cup C}) \cup \bar{x}\bar{y}A = D^{xy.ABC}_{(4,10,14)},$$

$$S_2 = x\bar{y}\,(\overline{A \cup B}) \cup xyC = D^{xy.ABC}_{(20,21,31)},$$

$$S_3 = xy\bar{C} \cup \bar{x}yB \cup x\bar{y}A = D^{xy.ABC}_{(12,24,30,32,34)}.$$

b) Expresiile funcțiilor de tranziție și de ieșire :

$$X = S_2 \cup S_3 = D^{xy.ABC}_{(12,20,21,24,30,31,32,34)},$$

$$Y = S_1 \cup S_3 = D^{xy.ABC}_{(4,10,12,14,24,30,32\,34)},$$

$$D = S_2 \cup S_3 = X \quad \text{și} \quad S = S_0 \cup S_1 = \overline{S_2 \cup S_3} = \bar{D} = \bar{X}.$$

Formele minimale ale funcțiilor de mai sus rezultă din :

$$\overset{1}{12}/\overset{4}{13^*}/16^* \; \overset{20}{17^*}/32 \quad 33^* \; 36^* \; 37^* \;\rightarrow\; \underline{01}\,.\,\underline{010} \;\rightarrow\; yB,$$

$$\overset{1}{20}/\overset{4}{21}/24 \quad \overset{10}{25^*}/30 \quad 31 \quad 34 \quad 35^* \;\rightarrow\; \underline{10}\,.\,\underline{000} \;\rightarrow\; x\bar{B}.$$

Pentru eliminarea hazardului se adaugă termenul redondant (xy) care rezultă din gruparea de numere de stare adiacente de mai jos, grupare care conține numărul de stare 31, comun tuturor grupărilor lui X. Evidențierea și metodica eliminării acestui tip de hazard este expusă în lucrarea [1]. Se obține

$$\overset{1}{30}/\overset{2}{31}/32 \quad \overset{4}{33^*}/34 \quad 35^* \; 36^* \; 37^* \;\rightarrow\; 11\,.\,\underline{000} \;\rightarrow\; (xy).$$

Rezultă pentru X expresia :

$$X = x\bar{B} \cup yB \cup (xy).$$

Pentru Y se obține similar :

$$\overset{1}{4}/\overset{10}{5^*}/14 \quad \overset{2}{15^*}/6^* \; 7^* \; 16^* \; \overset{20}{17^*}/24\ldots \;\rightarrow\; \underline{00}\,.\,\underline{100} \;\rightarrow A,$$

$$\overset{2}{10}/\overset{4}{12}/14 \quad \overset{20}{16^*}/30 \quad 32 \quad 34 \quad 36^* \;\rightarrow\; \underline{01}\,.\,\underline{000} \;\rightarrow\; y\bar{C}.$$

Deci

$$Y = A \cup y\bar{C}.$$

4. Concluzii

1. Se stabilește o metodologie de abordare a sintezei automatelor finite cu memorie prin metoda simbolică folosind ca punct de plecare grafuri de tranziție mai simple, fără ramuri proprii.

2. Printr-un număr de aplicații se exemplifică metoda și se verifică validitatea ei.

Primită la 3 mai 1977

Institutul politehnic, Iași,
Catedra de electronică și calculatoare
și
Catedra de utilizări și automatizări

BIBLIOGRAFIE

1. Huțanu C., *Evidențierea hazardului static în circuitele logice combinaționale sintetizate prin metoda simbolică*. Bul. Inst. polit. Iași, XVI (XX), *3—4*, s. III, 91—96 (1975).
2. Murgan A., *Tehnici numerice*. Fasc. 1, Inst. polit. Buc., 1974.
3. Naslin P., *Circuite logice și automatizări secvențiale*, (trad. din l. franceză). Ed. Tehn., Buc., 1967.
4. Nicolau Ed., Popovici Al., *Introducere în cibernetica sistemelor discrete*. Ed. Tehn., Buc., 1966.
5. Reus N., *Tratarea simbolică a schemelor de comutație*. Ed. Acad. R.S.R., Buc., 1971.
6. Săvescu M., Popovici Al., Popescu M., *Circuite electronice*. Vol. 2, Ed. Tehn., Buc., 1969.

SYNTHÈSE DES AUTOMATES FINIES À MEMOIRE, PAR LA MÉTHODE SYMBOLIQUE

(Résumé)

On propose un graphe adapté à la methode symbolique de synthèse des automates finies à mémoire qui facilité le processus de synthèse. Les exemples donnés ilustrent le façon d'utilisation de ce graphe et ses avantages.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAȘI
Tomul XXIII (XXVII), Fasc. 3—4, 1977
Secția III
ELECTROTEHNICĂ
ELECTRONICĂ-AUTOMATIZĂRI

C. Z. 621.311.001

CONTRIBUȚII LA OPTIMIZAREA DEZVOLTĂRII SURSELOR REACTIVE ÎN SISTEMELE ENERGETICE

DE

AL. POEATĂ, GH. CÎRȚINĂ și GH. GEORGESCU

1. Problema optimizării dezvoltării surselor reactive într-un sistem energetic constă în determinarea tipului de surse, a puterii totale și a locului de amplasare a acestora. Rezolvarea problemei, în cazul general, se complică datorită funcțiilor multiple ale surselor reactive (satisfacerea bilanțului reactiv, reducerea pierderilor, reglajul tensiunii, stabilitatea statică etc.). Întocmirea unui model matematic capabil să cuprindă structura întregului sistem cît și toate efectele menționate nu-i posibilă din punct de vedere practic. Acesta este dealtfel și motivul pentru care în prezent în literatura de specialitate există numeroase controverse în acest domeniu.

Ținînd seama de faptul că sistemele energetice fac parte din categoria sistemelor mari, optimizarea lor trebuie realizată cu considerarea particularităților și metodelor specifice acestora. Una din metodele de bază în studiul sistemelor mari constă în aplicarea procedeului ierarhizării.

2. Dacă se reprezintă un sistem energetic (SE) ca în fig. 1, unde S este partea de producere și transport, iar R — subsistemele formate din rețelele de distribuție, se poate afirma că s-a ierarhizat sistemul energetic pe două trepte. Fără îndoială că aprofundarea operației poate continua. În acest caz optimizarea trebuie să înceapă cu sistemul superior, luarea în considerare a subsistemelor inferioare, R, efectuîndu-se prin sarcina acestora.

În stadiul actual al cercetării și al progreselor realizate în fabricarea surselor reactive se poate considera că restricțiile ce condiționează optimizarea surselor reactive din S se reduc practic la cele cu caracter tehnic. Acestea vor furniza valorile puterilor reactive, Q_{sji}, necesare a fi livrate din S, fiecărui subsistem R_j, în regimul i de funcționare. Sursele reactive sînt, în principiu, alese optimal, din punctul de vedere al lui S, dacă se asigură injecțiile Q_{sji}. Evident, subsistemul inferior trebuie să optimizeze amplasarea surselor reactive a căror putere totală este

$$Q_{kj} = Q_{Rj} - Q_{sj}. \tag{1}$$

Pentru concretizarea metodei se va presupune că subsistemul R este o rețea urbană. Pe baza datelor din literatură [1] și a măsurătorilor efectuate într-o rețea de distribuție urbană (fig. 2), rezultă că sarcinile

reactive ale posturilor de transformare, pe partea de joasă tensiune, au valori mai mari decît cele considerate curent în normativele de proiectare și se mențin practic constante.

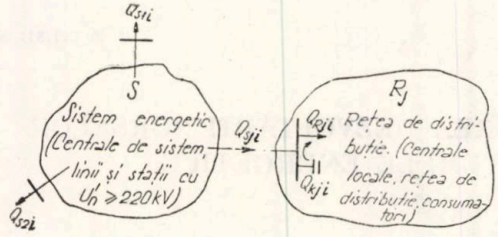


Fig. 1

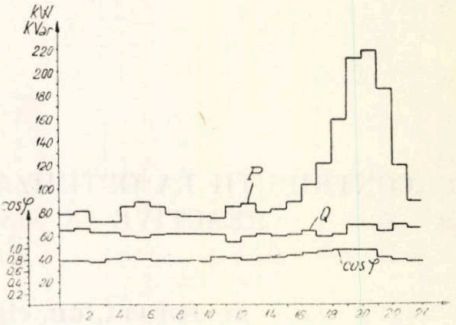


Fig. 2

3. Metoda prezentată în cele ce urmează, în vederea optimizării amplasării surselor reactive, permite soluționarea generală și unitară a unei asemenea probleme pentru o rețea complexă de tipul celei reprezentate în fig. 3. Trebuie să se observe faptul că schema din fig. 3 conține și cazul particular al rețelei radiale precum și cel al rețelei buclate funcționînd radial.

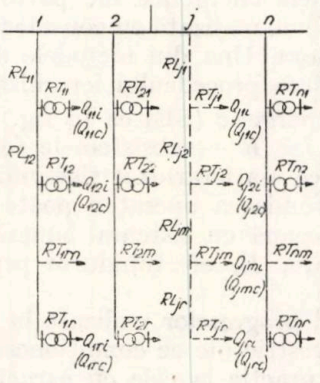


Fig. 3

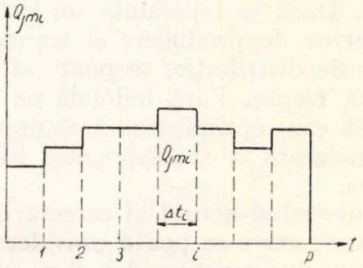


Fig. 4

Pentru găsirea optimului problemei în sensul lui L a g r a n g e [2] se va folosi metoda iterativă S e i d e l - G a u s s [3]. În acest scop se adaugă fictiv în rețeaua de distribuție baterii de condensatoare, Q_{jmc} (fig. 3), capabile să realizeze o compensare totală. Aceste puteri se mai pot scrie ca multipli ai puterilor unor unități elementare tipizate, $Q_{jmc} = N_{jm}\, q$. Se elimină, apoi, succesiv, unități elementare, q, dintr-un punct sau altul de compensare, astfel încît eliminarea respectivă să permită o apropiere cît mai rapidă de optimul economic.

Efectul economic al eliminării unei unități elementare din punctul de compensare ($j1$) este dat de expresia :

$$\mathrm{d}A_{j1} = \gamma q + k_a P_c \beta T_{fk1} -$$

$$(2) \quad - \frac{\beta k_a q N_{fk1}}{U_n^2} \sum_{i=1}^{p} \Delta t_i \left\{ \sum_{m=1}^{l} RL_{jm} \left[\sum_{m=m}^{r} 2 (Q_{jmi} - Q_{jmc}) + q \sum_{m=m}^{r} (2K_{jm}+1) \right] + \right.$$

$$\left. + RT_{j1} \left[2 (Q_{jmi} - Q_{j1c}) + q (2K_{j1} + 1) \right] \right\},$$

unde : Q_{jmi} — puterea reactivă medie pe intervalul Δt_i, în punctul de compensare (jl) (fig. 4), N_{fjm}, T_{fjm} — numărul zilelor și orelor de funcționare pe an pentru consumatorul (jm), K_{j1}, K_{jm} — numărul unităților elementare eliminate anterior în punctul (jl) și, respectiv, în celelalte puncte, β — prețul energiei active pierdute, γ — costul unui kVar instalat în condensatoare, $k_a = \sum_{k=1}^{10} (1 + a)^{-k}$ — un coeficient de actualizare (a — rata de actualizare), P_c — pierderile specifice de putere activă în condensatoare.

4. În continuare se elimină efectiv din schemă unitatea elementară pentru care $\mathrm{d}A_{jl}$ are valoarea cea mai mare. În noua situație obținută raționamentul se reia de la început, parcurgînd exact aceleași etape și verificînd, după fiecare eliminare, îndeplinirea condiției :

$$(3) \quad \sum_{j=1}^{n} \sum_{m=1}^{r} Q_{jmc} = Q_k .$$

După cum se constată și din (2), efectul economic este important la începutul procesului de eliminare și scade pe măsura depărtării de situația compensării totale.

După ultima eliminare admisă de (3) este necesar să se verifice cît de departe ne găsim de optimul local, care se obține pentru $\mathrm{d}A_{jl} = 0$, ($j = 1, 2, \ldots, n$; $l = 1, 2, \ldots, r$), și pentru care corespunde o putere Q_k' (diferită, în general, de Q_k). Un indiciu în acest sens îl furnizează valoarea efectului economic specific al ultimei eliminări, $\mathrm{d}A_{jl}/\mathrm{d}Q$ (lei/kVar), al cărui semn este pozitiv sau negativ, după cum restricția (3) impune o supracompensare sau o subcompensare, în raport cu optimul local definit mai sus.

Acești indicatori, determinați pentru toate subsistemele R_j, permit recalcularea circulațiilor reactive în sistemul S, cu considerarea mai riguroasă a structurii subsistemelor componente și repartizarea optimă globală a surselor reactive pe întregul sistem energetic analizat, SE.

Concluzii

1. Se propune structura unui algoritm în vederea obținerii soluției optime globale a surselor reactive într-un sistem energetic.

2. Adoptarea acestui procedeu de optimizare permite o soluționare mai corectă a nivelului de compensare optim în sistemele locale, în raport cu procedeul actual bazat pe factor de putere neutral.

3. Metoda de optimizare propusă permite considerarea cu uşurinţă a tuturor condiţiilor reale ale fiecărui sistem local.

Primită la 28 mai 1977

Institutul politehnic, Iaşi,
Catedra de electroenergetică

BIBLIOGRAFIE

1. Аберсон М. Л., *Оптимизация регулирования напряжения*. Энергия, М., 1975.
2. Penescu C. ş. a., *Programarea matematică cu aplicaţii în energetică*. Ed. Acad. R.S.R., Buc., 1967.
3. Керного В. В., *Местные электрические сети*. Вышэйшая школа, Минск, 1972.
4. Cîrţină Gh., Georgescu Gh., Guşă M., *Model matematic de simulare pentru repartizarea economică a condensatoarelor într-o reţea radială*. Energetica, *1*, 29—32 (1977).

CONTRIBUTIONS À L'OPTIMISATION DU DÉVELOPPEMENT DES SOURCES RÉACTIVES DANS LES SYSTÈMES ÉNERGÉTIQUES

(Résumé)

On présente un algorithme pour l'optimisation du développement des sources réactives dans les systèmes énergétiques. La méthode proposée permet une considération plus exacte de la structure des sous-systèmes et le calcul plus rigoureux des sources réactives dans les réseaux de distribution.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAȘI
Tomul XXIII (XXVII), Fasc. 3—4, 1977
Secția III
ELECTROTEHNICĂ.
ELECTRONICĂ, AUTOMATIZĂRI

RECENZII

BOOK-REVIEWS РЕЦЕНЗИИ

DILLENBURGER, W., *Einführung in die Fernsehtechnik*. Bd. 1, (408 S., 317 Bilder, 6 Tab., 310 Ref. Bibl.) und Bd. 2 (528 S, 534 Bilder, 260 Ref. Bibl.), 4 Aufl., Fachverlag Schiele und Schon GMBH, West Berlin, 1975.

Die blitzschnelle Entwicklung des Schwarzweißfernsehens und besonders die Erscheinung und schnelle Verbreitung des Farbfernsehens wurde von vielen Studiums und Forschungen voraus- und nachgefolgt. Von diesen eine besondere Bedeutung für Ingenieure (und Techniker), die im Gebiet des Fernsehens arbeiten, präsentiert die vorliegende Arbeit, die von einem des berühmsten europäischen Fachleuten aus dem entschprechenden Gebiet geschrieben ist.

Im ersten (Band 25 Abschnitte) befaßt sich der Verfasser mit den Grundproblemen des schwartzweißen Fernsehens (Aufnahme, Verarbeitung, Übertragung und Widergabe der Bildern), sowie auch des Farbfernsehens (dessen Eigenheiten, die Systemen NTSC, SECAM und PAL). Er hebt die letzten Gebietsneuichkeiten, wie z. B. die Halbleiterbildaufnahmeröhren von der Art Vidikon in den Varianten Philips, Heimann (BRD), RCA (USA), Toshiba (Japan) u.a., hervor.

Der Verfasser präsentiert zuerst, in einem deutlichen, bündigen und sehr anschaulichen Stil die Grundproblemen der physischen, geometrischen und elektronischen Optik, nachdem befaßt er sich mit den Mittel der Bildaufnahme, sowie auch mit der Technik deren Manipulation und Regelung, in verschiedenen konkreten Zuständen die in der Praxis vorkommen, hinweisend auf vielen Korrektionsmöglichkeiten der zahlreichen Verzerrungen die bei der Aufnahme, Übertragung und Widergabe der Bildern erscheinen. Eine besondere Aufmerksamkeit ist der Normierung und Standardisierung der Komponenten und Signalen sowie auch der Feinproblemen des Farbfernsehens (Tonregelung der Grundfarben und Komplementärfarben, Filterung, u. a.) bei den Systemen NTSC, SECAM und PAL.

Der zweite Band (17 Abschnitte) ist in zwei eingeteilt. Der erste Teil (Studiogeräte und Empfänger für das schwartzweiß- und Farbfernseh) ist eine Ergänzung und Entwicklung des erstens Bandes. Hier beschreibt der Verfasser einige Arten von Fernsehstudios (unbewegliche und bewegliche), die letzten interessanten Realisierungen aus dem Gebiet des Farbfernsehens hervorhebend. Gleichfalls werden auch einige neue Bildaufnahmeröhren (SEC und Siliconkameraröhre) in der Studiovariante, sowie auch in verschiedenen Miniaturvarianten, die der industriellen Anwendung bestimmt sind. Endlich, auch in diesem Teil, sind die modernen Anlangen und Mittel für Bildaufnahme und Bildübertragung von den schwartzweissen und farbigen Kinofilmen, sowie auch die Anlagen vom Typ „Telerecording", mit der Beschreibung von vielen gegenwärtigen Realisierungen angegeben.

Im zweiten Teil dieses Buches präsentiert der Verfasser die Grundelementen der Theorie und Projektierung der im Fernseh verwendeten elektronischen Netzwerken (Videoverstärker, Trägerfrequentzübertragung, Modulatoren, Demodulatoren, Stabilisatoren u.s.w.), mit Hervorhebung deren in Verbindung mit der Impulstechnik. Eine besondere Aufmerksamkeit ist den Netzwerken für Ablenkung von Elektronenstrahlen sowie auch dessen für automatische Bildsynchronisierung gewidmet.

Durch das Reichtum, Mannigfaltigkeit und Neuichkeit der untersuchten Problemen, durch die Deutlichkeit, Einfachkeit und Anschaulichkeit der Darlegung ist die Arbeit von W. Dillenburger, *Einführung in die Fernsehtechnik*, ein wichtiger Leitfaden für die Ingenieure und Techniker, die in der modernen Fernsehtechnik arbeiten. Gleichfalls kann die Arbeit mit viel Erfolg von den Fachleuten und Studenten die in den Hochschulen arbeiten verwendet werden.

D. Bărbulescu, M. Antoniu

DILLENBURGER W., *Fernsehmeßtechnik*. 3. Aufl., Fachverlag Schiele und Schon GMBH, West Berlin, 489 S., 418 Bilder, 210 Ref. Bibl., 1972.

Nachdem der Verfasser in der in zwei Bänder publizierter Arbeit *Einführung in der Fernsehtechnik* (Fachverlag Schiele und Schön, West Berlin, 1969, wiederholt in 1975) die grundsätzlichen Geräte und Anlagen für das Schwartzweiß- und Farbfernsehn beschreibt, präsentiert der Verfasser in der vorliegenden Arbeit die grundsätzlichen Geräte und Messungsmethoden die im Fernsehen verwendet werden und gibt zahlreiche Beispiele deren praktischen Anwendung.

So, in den ersten 7 Abschnitten (78 S.) werden einige Messungsmethoden und Geräte für die Messung von Ströme, Spannungen, Wiederstände, Induktivitäten, Kapazitäten und magnetische Felder mit konkreten Beispielen aus der Fernsehtechnik (funktionale Komponenten und Blockschaltungen) beschrieben. Es sind zahlreiche numerische Daten über die Höchstleistungen und die Grenzen deren Methoden und Geräten gegeben.

Die nächsten 6 Abschnitte (96 S.) sind der Messung und Regelung der Eigenschaften eines Bildes bei Aufnahme, Übertragung und Wiedergabe mit Hervorhebung der Regelung und Kontrolle des Modulationsgrades und der Modulationstiefe sowie auch des Verhältnisses Signal/Rausch gewidmet. Hier untersucht der Verfasser sehr aufmerksam die Fehlerquellen, die Mittel für deren Beseitigung sowie auch dessen Einfluß auf der Bildqualität und gibt zahlreiche Beispiele aus der Praxis.

Die Messung und Kontrolle der geometrischen und optischen Parameter des Fernsehnsbildes sind in den Abschnitten 4, 15, 26 und 27 (40 S.), wo man auf der Wichtigkeit des Kontrollebildes und auf den Regelungsmittel auf Grund der von diesem gegebenen Informationen besteht.

In den Abschnitten 16 und 17 (80 S.) , die das Hauptteil der Arbeit bilden, werden die Methoden und Geräte die für die Messung und Regelung der Fernsehnaufnahmekameras und der Bildröhren, mit Hervorhebung der Regelungsgenauigkeit und dessen Einfluß auf der Bildqualität, beschrieben.

In den Abschnitten 18 ... 25 (111 S.) werden spezielle elektronische Fernsehnmessungsgeräte (Bildmustergeneratoren, Wobbelgeneratoren, spezielle Generatoren und Oszillographen u.s.w.) sowie auch die Methoden für die Messung von öfter in diesem Gebiet zusammenkommenden Größen (Bandpaß der Videoverstärkern, Parameter der Farbträger, Laufzeit, u.s.w.), präsentiert.

Endlich, in den Abschnitten 27 und 28 werden einige photometrische Messungen die den Fernsehn spezifisch sind (des Schwarzgrades, der Empfindlichkeit der Bildaufnahmeröhren für verschiedene Farben, der Farbverfälschung bei einer Farbbildübertragung), sowie einige Fernsehnnormen angegeben.

Obwohl es bei ein hoches Niveau geschrieben ist, ist das Buch, wegen den einfachen, deutlichen und anschaulichen Präsentierungsstyl der komplizierten Problemen die bei Fernsehnmessungen erscheinen, auch den Elektroniktechniker zugänglich. Die wesentliche Bucheigenschaften bilden, nach unserer Meinung, die zahlreichen praktischen Beispiele die mit gegenwärtigen Informationen und wichtigen Empfehlungen für die Anwendung der Messungsanlagen in der Fernsehntechnik ergänzt sind.

D. Bărbulescu, M. Antoniu

STOCKL M., WINTERLING K. H., *Elektrische Meßtechnik*. 5. Aufl., B. G. Teubner Verlag, Stuttgart, 1973.

Zu seiner fünften Auflage angelangt, stellt das Buch der Verfasser Melchior S t ö c k l und Karl-Heinz W i n t e r l i n g ein erfreuliches Verlagsereignis der elektrischen Meßtechnik dar.

Es ist sehr angenehm für mich einige Zeilen zu schreiben über ein Buch das ich so ungeduldig erwartet habe und dem ich, folglich, die entsprechende Aufnahme gemacht habe.

Leider, besitze ich nur eine von den vorhergehenden Auflagen (die dritte seit 1963) für ein vergleichendes Studium, jedoch genügt mir auch diese um viele Verbesserungen von allen Gesichtspunkten feststellen.

Erstens, eine radikale Veränderung der Architektur des Buches: erweiterter Inhalt der Erkenntnisse in einer beschränkteren Zahl von Kapiteln (11 gegen 15). Gewiß, ohne den Inhalt zu gefährden, betrachteten die Verfasser es als normaler, einige Kapitel zu kumulieren und zwar, diejenigen die auf den klassischen Teil der elektrischen Meßtechnik bezogen sind. Zum Beispiel,

sind jetzt zusammen behandelt sowohl Widerstandsmessungen als auch Induktivitäts- und Kapazitätsmessungen ; sowohl Strom- und Spannungsmessungen als auch Leistungs- und Frequenzmessungen ; es sind auch kumuliert in einem einzigen Kapitel anzeigende und schreibende Meßgeräte einerseits und alle Arten von Normalien andrerseits.

Eine besondere Betonung verleihen die Verfasser den neuen Entwicklungsrichtungen der elektrischen Meßtechnik, und zwar, der digitalen Meßtechnik, den Fernmessungen und der Messung nichtelektrischer Größen auf elektrische Weise. Ihre Bestrebung war die, den Inhalt dieser neuen Kapitel mit den großen technologischen Fortschritten zu verknüpfen. Man behandelt hier insbesonders die Verwendung der integrierten Schaltkreise von logischer oder sequentieller Art in digitaler Meßtechnik und in Fernmessungen.

Die vom elektronischen Gesichtspunkt angesehene Behandlung der letzten drei Kapitel und desjenigen, welches Meßverstärker betrifft, führt man durch die systematische Anwendung der elektronischen Standardschaltungen durch, wobei der Operationsverstärker — sei es nur um ein Beispiel zu erwähnen — schon ein gewöhnliches Element für die Spezialisten darstellt.

Der Abschnitt *Messen und Meßfehler* ist ganz modernisiert durch die Einführung der Begriffe Auto- und Kreuzkorrelationsanalyse mit dem Ziel der Auswertung von Meßreihen zeitabhängiger stochastischer Vorgänge (nutzbar u. a. in Schwingungsanalyse, Schallpegelmessungen, usw.). Die Regressions- und Korrelationskoeffizienten sind hier auch gebracht zur mathematisch-statistischer Auswertung Meßreihen und nehmen stillschweigend — wegen des Rechenaufwands — programmierbaren Rechner an.

Dem Leser stehen zur Verfügung, um sich leichter den Inhalt anzueignen, viele Rechnungsteispiele und auch, wenn man eine Vertiefung verschiedener Gebiete wünscht, eine reiche Fachliberatur (ungefähr 50 Titel). Der Literatur fügt man eine große Zahl der Normbestimmungen (ungefähr 40 Titel) hinzu.

Dank seinem lapidären und angenehmen Stil, durch sein graphisches Auftreten (schöne und anschauliche Zeichnungen, einschließlich des Buchumschlags), durch seine anspruchsvolle Literaturverzeichnis, kann man das Buch als einen guten Freund der Spezialisten betrachten.

P. Pogângeanu

HEUMANN K., STUMPE A., *Thyristoren, Eigenschaften und Anwendungen.* 3. durchgesehene Aufl., B. G. Teubner Verlag, 1974.

Das so benannte Buch der westdeutschen Verfasser Klemens H e u m a n n und August S t u m p e erprobt einen „up-to-date" der verwickelten Probleme des Thyristors — das Wunderkind, das die Energietechnik revolutioniert hat.

Rumänische technische Verlage besitzen schon die Übersetzungen ähnlicher früher erschienener Arbeiten[1]) und dies bestätigt die besondere Sorgfalt die in der Bundesrepublik Deutschland sowohl der grundsätzlicher Erforschung des Thyristors als auch seiner industriellen Herstellung gewidmet wird.

Die Verfasser bestreben sich längs der neun Kapitel den Inhalt in einer möglichst logischeren Reihenfolge, wegen einer besseren Erfassung, zu entwickeln.

Erstes und zweites Kapitel klären die Wirkungsweise des Thyristors auf, von *p-n* Übergang fortgehend, dann erwähnt man sein termisches Verhalten, verschiedene Arten von Thyristoren und die Probleme ihrer Reihen- bzw. Parallelschaltung.

Die drei grundsätzlichen Betriebsarten von Thyristoren, und zwar: Stromichter ohne Kommutierung, Stromrichter mit natürlicher Kommutierung und Stromrichter mit Zwangskommutierung (besonders für Dreiphasennetze), mit den auftretenden Erscheinungen, sind eingehend behandelt in den folgenden drei Kapiteln.

Das breite Anwendungsfeld der Thyristoren als Stromrichter, sei es in Zusammenwirkung mit passiver Ladung oder mit gesteuerten elektrischen Maschinen, oder mit gesteuerten Netzwerken der Energetik, stellt das sechste Kapitel vor.

Trotz seines Kurzen Inhalts, liefert das siebente Kapitel wichtige Daten über die Herstellungstechnologie des Thyristors, über ihre technischen Kennzeichen und industriellen Anwendungen.

---

[1]) 1. M e y e r M., *Thyristoren in der technischen Anwendung.* Bd. 1, *Stromrichter mit erzwungenen Kommutierung.* Siemens Aktiengesellschaft, Berlin — München, 1967.

2. M ö l t i n g e n G., *Thyristoren in der technischen Anwendung.* Bd. 2, *Netzgeführte Stromrichter.* Siemens Aktiengesellschaft, Berlin — München, 1967.

Endlich erwähnen die Verfasser in den letzten zwei Kapiteln des Buches sowohl die notwendigen Maßnahmen bezüglich der Schütztechnik des Thyristors gegen Überströme und Überspannungen als auch einige Messungen an Thyristoren (getrennt oder in Anlage eingeschlossen).

Es gilt zu bemerken daß dieses Buch einen umfassenden Stoff in einer eleganten und physik-mathematisch überzeugenden Weise liefert. Was das graphische Aussehen betrifft, das ist ausgezeichnet. Kurz gesagt, das hohe wissenschaftliche und dokumentarische Auftreten des Buches macht es sehr nützlich sowohl dem Erforscher als auch den Betriebsingenieuren und dadurch verdienen die Verfasser Lobsprüche.

P. Pogângeanu

UNBEHAUEN R., *Systemtheorie. Eine Einführung für Ingenieure.* R. Oldenbourg Verlag, München — Wien, 1971, 224 S., 93 Bildern.

Das Buch, als Einführung in der Systemtheorie gedacht, hebt die Bedeutung der Systemtheorie für technische Anwendungen heraus.

Die 224 Seiten des Buches entschprächen zu vier Kapitel. Im ersten Kapitel werden die Grundbegriffe der Systemtheorie eingeführt und das Zusammenspiel der Eingangs- und Ausgangsgrößen bei linearen Systeme untersucht. Den Verfahren des Zustandsraums, die ständig an Bedeutung gewinnen, da sie zu den systemtheoretischen Methoden gehören ist der zweite Kapitel gewidmet. Die Signal- und Systembeschreibung mit Hilfe der Fourier-Transformation wird in Kapitel III analysiert. In Kapitel IV wird die Nützlichkeit der Funktionentheorie für die Behandlung systemtheoretischer Probleme gezeigt.

An zahlreichen Stellen des Buches werden die Erkentnisse durch Beispiele erläutert und erprobt.

Geschrieben in einem deutlichen und bündigen Stil wendet sich das Buch an jene Leser, Studenten oder Wissentschaftler, die die systemtheoretische Methoden zur Bearbeitung technischer Problemen heranziehen wollen und die vielleicht später an weiteren Aufbau der Systemtheorie mitwirken werden.

N. Zitron

KALVODA R., *Operational Amplifiers in Chemical Instrumentation.* John Willey & Sons, Inc., N. Y., 1975.

This book, edited by Ellis Horvood Limited, deals with the most modern applications of O. A. in chemical instrumentation for measuring and controlling.

The book is addressed to those people who entertain, exploit and work for the electronic systems with O.A. existing in chemical laboratories.

The first chapter presents the general scheme of the measuring apparatus, indicating the practical possibilities of achieving the individual components of the general block scheme.

The second chapter deals with the theoretical aspects of O. A., which are very important elements for the achievement of electronic schemes of the measurement and controlling apparatus.

The following two chapters are interested in different ways of using O. A. in order to obtain some specialized circuits as: inverting circuits, non-inverting circuits, differential amplifiers, comparators, integrating or differentiating circuits, precise voltage and current sources, active filters, function generators, oscillators, rectifiers, etc.

The 5-th and 6-th chapters present different types of O. A. indicating their main parameters. There are reccomended different methods for parameter determination, as well as the way in which the O. A. can be used.

The 7-th chapter is the largest but in the same time the most important of all. The author studies the manner of utilizing the O.A. in chemical instrumentation for the achievement of measurement apparature, of resistances and conductances, temperature, galvanostatic and coulometric dimensions, in spectral, kinetics and chromatography measurements.

The last chapter is concentrated on some examples regarding the actual achievements in the field of chemical apparatus which utilizes O.A.

Taking into consideration the uncommon properties of these electronic components, this apparatus is very modern, with elevated technical characteristics.

The concise and accesible presentation as well as a well informed bibliography, are the qualities of this book of a great necessity for those interested in such a subject.

R. Sireţchi

HILDEBRAND H.-J., *Wirtschaftliche Energieversorgung*. 3. Auflage, VEB Deutscher Verlag für Grundstoffindustrie Leipzig, 548 S., 204 Bildern, 101 Tabellen, 1975.

Das Buch wendet sich an einen breiten Kreis von Fachleuten der verschidenen technischen und ökonomischen Disziplinen und kann sowohl die Studierenden als auch die leitenden Praktiker der Energieversorgung befriedigen.

In 12 Kapiteln werden die Grundlagen von Energiewirtschaft, von einem schon seit langem auf dem Gebiet bekanntem Fachman, ausführlich behandelt.

Zu den inhaltlichen Schwerpunkten gehören Ausführungen über Formen und Struktur des Energiebedarfs, die Arten und volkswirtschaftliche Bedeutung der Energiequellen, die energetischen Metamorphosen, die graphische und rechnerische Darstellung von Leistung und Arbeit, die Prinzipien der Wirtschaftlichkeit, die Arbeitsproduktivität und die Leitung und Planung in der Energieversorgung.

Sehr interessante Fragen sind auch in den nächsten zwei Bänden zu erwarten.

D. Ivas

LIMANN O., *Electronik ohne Balast*. 4. Aufl., Franzis-Verlag, München, 328 S, 662 Abb., 1975.

Das Buch ist ein Schulbuch von mitlerem Bildungsstand, daß für die Ausbildung der Elektroniker die im Gebiet der Geräten und industriellen Automatisierung arbeiten, bestimmt ist. Es kann aber auch für die Fachmänner mit höheren Ausbildung nützlich sein.

Der Stil „Ohne Balast" oder der Stil L i m a n n, auch in anderen zwei Büchern (*Funktechnik ohne Balast* and *Fernsehntechnik ohne Balast*) verwendet, bedeutet: Beschränkung der Mathematik nur bei den Hauptbeiziehungen, gänzlicher Verzicht bei Geschichte und Heraushebung des Wesens der grundliegenden Anlagen. Das erleichtert viel die Arbeit den Lesen an denen sich das Buch wendet.

Das Buch enthält 5 Teile: 1. Bauelemente-Halbleiter (passive Baulemente, Dioden, Transistoren, integrierte Schaltungen); 2. Grundschaltungen (mit Transistoren, Operationsverstärker, Sinusoszillatoren, Impulsformer, Stabilisatoren, Spabilisatioren, Spannungswandler); 3. Speziallbauelemente (Kaltleiter, Heissleiter, VDR-Widerstände, druckabhängige und einstellbare Widerstände, induktive und kapazitive Meßwertaufnehmer, Fotohalbleiter, Diodenlaser, magnetischsteuerbare Widerstände, H a l lgeneratoren, Strahlungsdetektoren, Ionenröhren, Flüssigkristalzellen); 4. Messen, Steuer und Regeln (elektronische Meßketten, Regelkreise mit Operationsverstärker); 5. Digitale Zähltechnik (digitale und duale Zähltechnik, Zählgeräte und ihre Anwendung, Analogwerte — Digitalwerte).

Geschrieben in einem deutlichen und bündigen Stil mit vielen praktischen Beispielen, das ihrem Wert vergrößert, imponiert sich das Buch durch die vielfachen modernen Gesichtspunkten der aktuellen Elektronik die es enthält, Gesichtspunkte die der Leser auf Grunde einer Literatur, die bei jedem Kapitel angegeben ist, vertiefen kann. Ebenfalls imponiert das Buch durch eine ausgezeichnete graphische Darstellung die den Auge wie ein Kunstwert bezaubert.

M. Antoniu

Nr. coli tipar : 6 coli

Tiparul executat la Întreprinderea poligrafică
Iaşi, str. Vasile Alecsandri nr. 6,
sub comanda nr. 260
REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

95

1978 AUG 8

40822